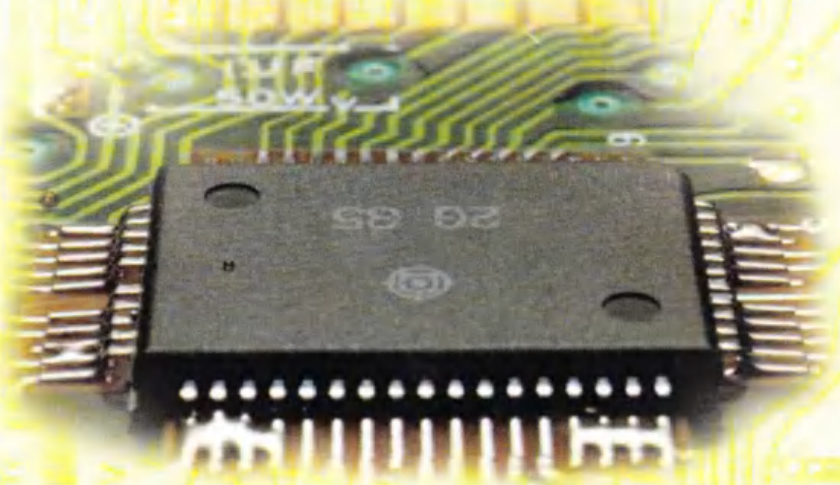
Teora

DISPOZITIVE ELECTRONICE



Thomas L. Floyd

Thomas L. Floyd

DISPOZITIVE ELECTRONICE

Traducere de Alina Teodoru

Teora

Titlul original: **Electronic Devices, Fifth Edition**

• **Copyright © 2003 Teora**

Toate drepturile asupra versiunii în limba română aparțin Editurii **Teora**.
Reproducerea integrală sau parțială a textului sau a ilustrațiilor din această carte este interzisă fără acordul prealabil scris al Editurii **Teora**.

Original English language title: **Electronic Devices, Fifth Edition** by Thomas L. Floyd, Copyright © 1999, All Rights Reserved.
Published by arrangement with the original publisher, **PRENTICE HALL, INC**, a Pearson Education Company.

Teora
Calea Moșilor nr. 211, sector 2, București, Romania
fax: 021/210.38.28
e-mail: office@teora.ro

Teora – Cartea prin poștă
CP 79-30, cod 72450 București, Romania
tel: 021/252.14.31
e-mail: cpp@teora.ro

Copertă: Gheorghe Popescu
Director Editorial: Diana Rotaru

Președinte: Teodor Răducanu

NOT 5993 TEH DISPOZITIVE ELECTRONICE
ISBN 973-20-0660-9

Printed in Romania

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României
FLOYD, THOMAS L.
Dispozitive electronice / Thomas L. Floyd ; trad.: Alina Teodoru. - București : Teora, 2003
Index.
ISBN 973-20-0660-9

I. Teodoru, Alina (trad.)

621.38

Pentru Sheila și Taylor, cu dragoste

Cuprins

1 Introducere în semiconductoare 1

1-1 Structura atomului 2
1-2 Semiconductoare, conductoare și izolatoare 6
1-3 Legăturile covalente 10
1-4 Conducția în semiconductoare 11
1-5 Semiconductoare de tip *n* și de tip *p* 14
1-6 Joncțiunea *pn* 17
1-7 Polarizarea joncțiunii *pn* 20
1-8 Caracteristicile curent-tensiune ale joncțiunii *pn* 27
1-9 Dioda 32

2 Aplicații ale diodelor 52

2-1 Redresoare mono-alternanță 53
2-2 Redresoare dublă alternanță 60
2-3 Filtre pentru surse de alimentare 69
2-4 Limitatoare și circuite de axare cu diode 78
2-5 Multiplicatoare de tensiune 87
2-6 Cataloage de diode 90
2-7 Depanarea 94
2-8 Aplicație practică 104

3 Diode de uz special 123

3-1 Diode Zener 124
3-2 Aplicații ale diodei Zener 133
3-3 Diode varactor 142
3-4 Diode optice 148
3-5 Alte tipuri de diode 158
3-6 Depanare 164
3-7 Aplicație practică 167

4 Tranzistoare bipolare cu joncțiuni 186

4-1 Structura tranzistorului 188
4-2 Principiul de funcționare al tranzistorului 189
4-3 Caracteristicile și parametrii tranzistorului 192
4-4 Funcția de amplificare a tranzistorului 206

4-5 Funcția de comutare a tranzistorului 209
4-6 Încapsularea tranzistoarelor și identificarea terminalelor 214
4-7 Depanare 217
4-8 Aplicație practică 225

5 Circuite de polarizare a tranzistoarelor 244

5-1 Punctul static de funcționare 245
5-2 Polarizarea bazei de la V_{CC} 252
5-3 Polarizarea emitorului din sursă de tensiune separată 255
5-4 Polarizarea cu divizor rezistiv 261
5-5 Polarizarea cu reacție în colector 270
5-6 Depanare 274
5-7 Aplicație practică 278

6 Amplificatoare de semnal mic cu tranzistoare bipolare 299

6-1 Funcționarea amplificatoarelor de semnal mic 300
6-2 Circuitele echivalente de c.a. ale tranzistorului 304
6-3 Amplificatoare cu emitorul comun 310
6-4 Amplificatoare cu colectorul comun 327
6-5 Amplificatoare cu baza comună 336
6-6 Amplificatoare cu mai multe etaje 340
6-7 Depanare 345
6-8 Aplicație practică 349

7 Amplificatoare de putere 367

7-1 Amplificatoare în clasa A 368
7-2 Amplificatoare în contratimp în clasele B și AB 384
7-3 Amplificatoare în clasa C 395
7-4 Depanare 403
7-5 Aplicație practică 404

8 Tranzistoarele cu efect de câmp și polarizarea lor 421

8-1 Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET) 423
8-2 Caracteristicile și parametrii unui JFET 425
8-3 Polarizarea dispozitivelor JFET 436
8-4 Tranzistorul cu efect de câmp de tip metal-oxid-semiconductor (MOSFET) 447
8-5 Caracteristicile și parametrii unui MOSFET 453
8-6 Polarizarea dispozitivelor MOSFET 457
8-7 Depanare 463
8-8 Aplicație practică 465

9 Amplificatoare de semnal mic cu tranzistoare cu efect de câmp (FET) 485

9-1 Funcționarea amplificatoarelor de semnal mic cu FET 486
9-2 Amplificarea cu FET 491
9-3 Amplificatoare cu sursa comună 494
9-4 Amplificatoare cu drena comună 503
9-5 Amplificatoare cu poarta comună 506
9-6 Depanare 509
9-7 Aplicație practică 512

10 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor 530

10-1 Noțiuni generale 532
10-2 Decibelul 535
10-3 Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe joase 539
10-4 Capacitatea Miller 554
10-5 Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe înalte 557
10-6 Răspunsul global în frecvență al amplificatoarelor 564
10-7 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu FET 567
10-8 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje 576
10-9 Măsurarea răspunsului în frecvență 578
10-10 Aplicație practică 583

11 Tiristoare și alte dispozitive 598

11-1 Dioda Shockley 600
11-2 Tiristorul 605
11-3 Aplicații ale tiristoarelor 610
11-4 Tiristorul cu poartă dublă 614
11-5 Diacul și triacul 616
11-6 Tranzistorul unijoncțiune (TUJ) 621
11-7 Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP) 626
11-8 Fototranzistorul 628
11-9 Fototiristorul 631
11-10 Cuploare optice 632
11-11 Aplicație practică 636

12 Amplificatoare operaționale 651

12-1 Prezentarea amplificatoarelor operaționale 652
12-2 Amplificatorul diferențial 654
12-3 Parametrii AO 663
12-4 Reacția negativă 670
12-5 Configurații cu AO cu reacție negativă 672
12-6 Efectele reacției negative asupra impedanțelor AO 677

12-7 Compensarea curentului de polarizare și a tensiunii de decalaj 685
12-8 Depanare 689
12-9 Aplicație practică 691

13 Răspunsul în frecvență, stabilitatea și compensarea AO ... 709

13-1 Noțiuni generale 710
13-2 Răspunsul în buclă deschisă 716
13-3 Răspunsul în buclă închisă 718
13-4 Reacția pozitivă și stabilitatea 721
13-5 Compensarea 727
13-6 Aplicație practică 735

14 Circuite funcționale cu amplificatoare operaționale 750

14-1 Comparatoare 751
14-2 Amplificatoare sumatoare 765
14-3 Circuite de integrare și de derivare 772
14-4 Depanare 779
14-5 Aplicație practică 784

15 Alte circuite cu amplificatoare operaționale 802

15-1 Amplificatoare de măsură 803
15-2 Amplificatoare de izolare 809
15-3 Amplificatoare operaționale de transconductanță (AOT) 816
15-4 Amplificatoare logaritmice și antilogaritmice 823
15-5 Convertoare și alte circuite cu AO 830
15-6 Aplicație practică 833

16 Filtre active 848

16-1 Răspunsurile tipurilor de filtre de bază 849
16-2 Modelele de răspuns ale filtrelor 853
16-3 Filtre active trece-jos 857
16-4 Filtre active trece-sus 861
16-5 Filtre active trece-bandă 865
16-6 Filtre active oprește-bandă 871
16-7 Măsurarea răspunsului filtrelor 873
16-8 Aplicație practică 875

17 Oscilatoare și circuite PLL 888

17-1 Oscilatorul 889
17-2 Principiile oscilatorului 890
17-3 Oscilatoare cu circuite de reacție *RC* 893
17-4 Oscilatoare cu circuite de reacție *LC* 901

17-5 Oscilatoare nesinusoidale 909
17-6 Circuitul de temporizare 555 ca oscilator 915
17-7 Circuitul PLL 921
17-8 Aplicație practică 925

18 Stabilizatoare de tensiune 938

18-1 Stabilizarea tensiunii 939
18-2 Stabilizatoare serie elementare 942
18-3 Stabilizatoare paralel elementare 948
18-4 Stabilizatoare în comutație elementare 952
18-5 Stabilizatoare de tensiune integrate 960
18-6 Aplicații ale stabilizatoarelor de tensiune integrate 965
18-7 Aplicație practică 971

Anexe

A **Tabel cu valorile standardizate ale rezistoarelor** 984
B **Deducerea câtorva formule** 985
C **Foi de catalog** 998
Răspunsuri la testele de autoevaluare 1031
Răspunsuri la problemele cu numere impare 1033
Glosar 1045
Index 1055

Prefață

Această carte constituie o expunere detaliată, explicită și aplicativă asupra dispozitivelor și circuitelor electronice și a aplicațiilor acestora, într-o formă clară și bogat ilustrată. Secțiunile bine reprezentate referitoare la depanare și la aplicațiile practice realizează o importantă conexiune între teorie și realitate. Subiectele tratate sunt împărțite în două mari categorii. Capitolele 1 ... 11 sunt dedicate dispozitivelor și circuitelor discrete, iar capitolele 12 ... 18 se referă în principal la circuite integrate liniare.

Structura lucrării

Dispozitive și circuite discrete Teoria fundamentală a semiconductoarelor, joncțiunile *pn* și dioda sunt prezentate în capitolul 1. În capitolul 2 se studiază diodele redresoare și câteva aplicații ale diodelor de uz general. Urmează, în capitolul 3, diodele de uz special – printre care Zener și varactor – și dispozitivele optice. Tranzistoarele bipolare cu joncțiuni, amplificatoarele cu tranzistoare de semnal mic și amplificatoarele de putere sunt tratate în capitolele 4 ... 7. Capitolele 8 și 9 sunt dedicate tranzistoarelor cu efect de câmp (FET) și amplificatoarelor realizate cu acestea. În capitolul 10 se discută răspunsul în frecvență al amplificatoarelor realizate atât cu tranzistoare bipolare, cât și cu FET. Tiristoarele și alte dispozitive cu patru straturi sunt prezentate în capitolul 11.

Circuite integrate liniare (CI) Amplificatoarele operaționale (AO) sunt prezentate în capitolul 12, iar caracteristicile lor de răspuns în frecvență și stabilitate sunt discutate în capitolul 13. Configurațiile de bază ale circuitelor cu AO se studiază în capitolele 14 și 15. Filtrele active constituie subiectul capitolului 16, iar în capitolul 17 urmează prezentarea oscilatoarelor (atât cu componente discrete, cât și cu CI). Capitolul 18 tratează stabilizatoarele de tensiune, cu componente discrete și cu CI.

Modul de expunere

Principalele aspecte legate de modul de expunere sunt (nu neapărat în ordinea importanței):

- Tratarea detaliată atât a circuitelor discrete, cât și a celor integrate
- Prezentarea a numeroase exemple
- Însoțirea fiecărui exemplu de un exercițiu complementar
- Numeroase ilustrații
- Claritatea exprimării
- Lucrul cu valori de componente standardizate
- O prezentare de două pagini la începutul fiecărui capitol, în care se trece în revistă și obiectul aplicației practice
- Deschiderea fiecărei secțiuni printr-o prezentare a performanțelor de studiu urmărite
- Întrebări recapitulative la sfârșitul fiecărei secțiuni
- Răspunsuri la întrebările recapitulative și la exercițiile complementare la fiecare final de capitol

- Utilizarea la minimum a aparatului matematic
- Câteva rezumate ilustrate, în cazul unor subiecte-cheie
- Aplicații practice în toate capitolele, cu excepția capitolului 1
- Consecvența reprezentării grafice a cartelelor de circuit imprimat pentru toate aplicațiile practice
- Prezentarea detaliată a problemelor de depanare
- Inserarea unor foi de catalog
- Rezumate de sfârșit de capitol
- Glosare de sfârșit de capitol
- Teste de autoevaluare cu alegerea unui răspuns corect dintre mai multe variante, în încheierea fiecărui capitol
- Liste de final, cuprinzând formulele de bază utilizate pe parcursul capitolului
- Probleme finale de nivel elementar
- Tot în finalul fiecărui capitol, probleme de utilizare a cataloagelor
- Probleme finale cu grad ridicat de dificultate
- Un glosar general la sfârșitul volumului

Organizarea capitolelor

Deschiderea capitolelor Fiecare capitol începe cu un text de două pagini de forma celor din figura P-1. Aceste pagini conțin titlul capitolului, lista secțiunilor, obiectivele capitolului, o scurtă introducere, descrierea sumară a aplicației practice și schema bloc.

Începutul și sfârșitul de secțiune Fiecare secțiune a capitolului debutează cu un text introductiv prin care se face o trecere în revistă, la modul general, a tematicii, după care se enumeră performanțele de studiu propuse. În încheierea secțiunii apar câteva întrebări recapitulative sau probleme axate pe noțiunile discutate. Răspunsurile la aceste întrebări se află la sfârșitul capitolului. Puteți vedea cum arată în figura P-2.

Exemple și exerciții complementare Sunt prezentate multe exemple rezolvate, care constituie un model și, totodată, o clarificare a noțiunilor teoretice expuse. Fiecare dintre ele este urmat, în același chenar, de un exercițiu complementar, menit să fixeze cunoștințele mai temeinic sau să extindă abordarea subiectului din exemplu. În unele exerciții se solicită reluarea procedeului de rezolvare prezentat în exemplu, însă cu alte valori sau în alte condiții. Alte exerciții dezvoltă o anumită problematică prezentată mai restrâns în exemplu sau stimulează efectuarea unui raționament ce depășește metoda arătată. În figura P-3 vedeți cum arată un astfel de exemplu, cu exercițiul complementar corespunzător. Răspunsurile la exercițiile complementare se găsesc la sfârșitul fiecărui capitol.

Rezumate ilustrate Când s-a considerat necesar, în unele capitole s-au introdus rezumate ilustrate care sistematizează principalele noțiuni, simboluri, circuite și formule ce stau la baza studierii unei anumite tematici. Un astfel de rezumat este prezentat în figura P-4.

Aplicația practică Ultima secțiune a fiecărui capitol (cu excepția capitolului 1) prezintă o aplicație practică realizată pe baza dispozitivelor și circuitelor studiate în cadrul acelui capitol. Se sugerează o atmosferă de lucru cu nuanțe de concret, pentru a-i da cititorului senzația că este implicat într-o muncă de răspundere. Astfel, i se cere să compare o cartelă de circuit imprimat cu componentele implantate cu schema electrică a circuitului, să analizeze acel circuit, să conceapă o metodă de testare, să doteze bancul de probă cu aparatura

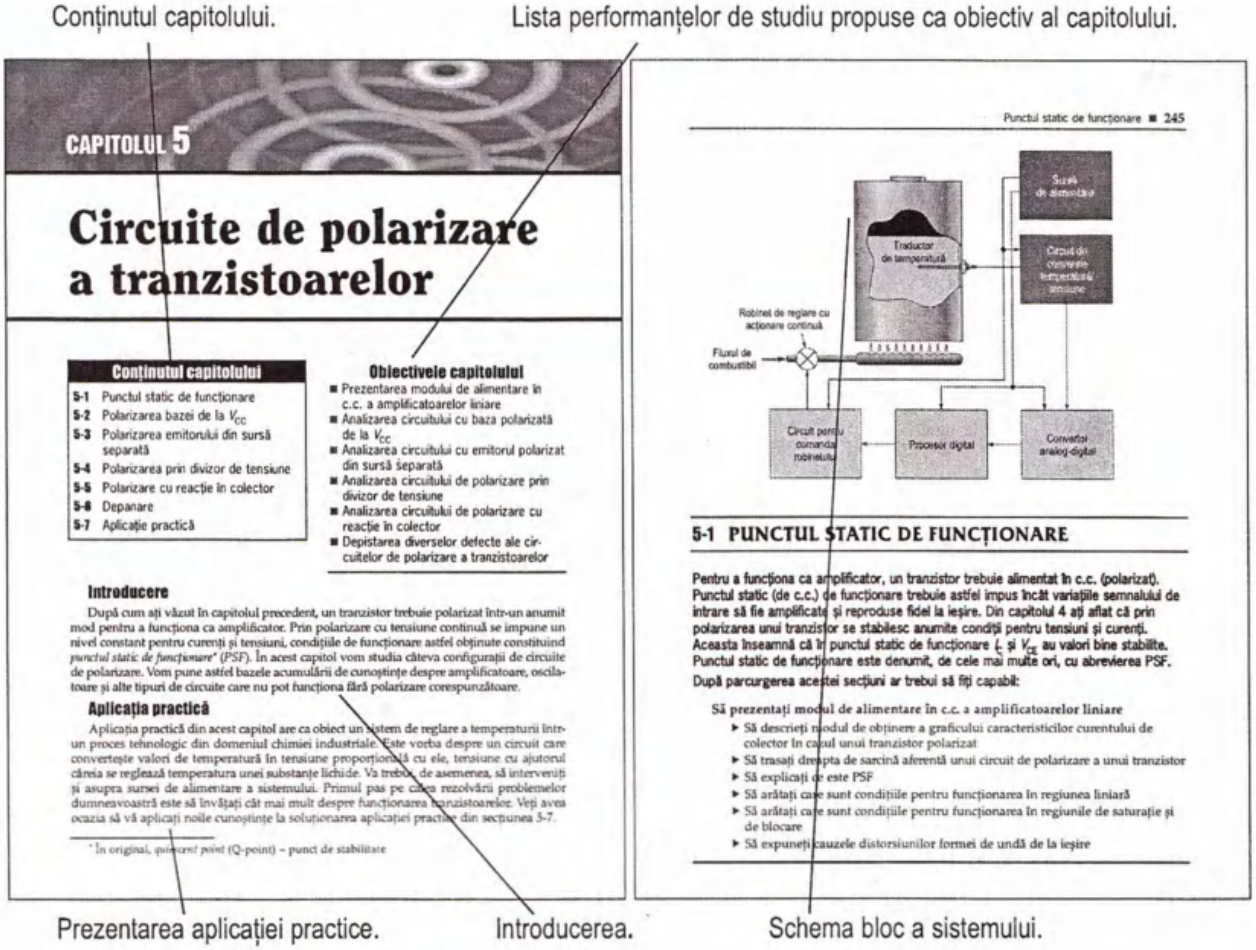


FIGURA P-1

Așa arată primele două pagini de capitol.

necesară, să depaneze cartele defecte și, în final, să întocmească un document asupra activităților desfășurate. Figura P-5 prezintă aspectul grafic al unei asemenea aplicații practice.

Ultima parte a capitolului Expunerea subiectelor din fiecare capitol este urmată de un rezumat al întregului capitol, un glosar, o listă a principalelor formule și un test de autoevaluare cu alegerea unui răspuns corect dintre mai multe variante. Cuvintele care apar în text cu caractere aldine sunt explicate în glosar.

Toate capitolele conțin un grupaj de probleme elementare, răspunsurile aferente celor cu număr de ordine impar găsindu-se la sfârșitul volumului. În plus, în multe capitole apar și probleme de utilizare a cataloagelor, de depanare și/sau un grupaj de probleme cu grad ridicat de dificultate.

Fiecare capitol se încheie cu răspunsurile la întrebările recapitulative și la exercițiile complementare.

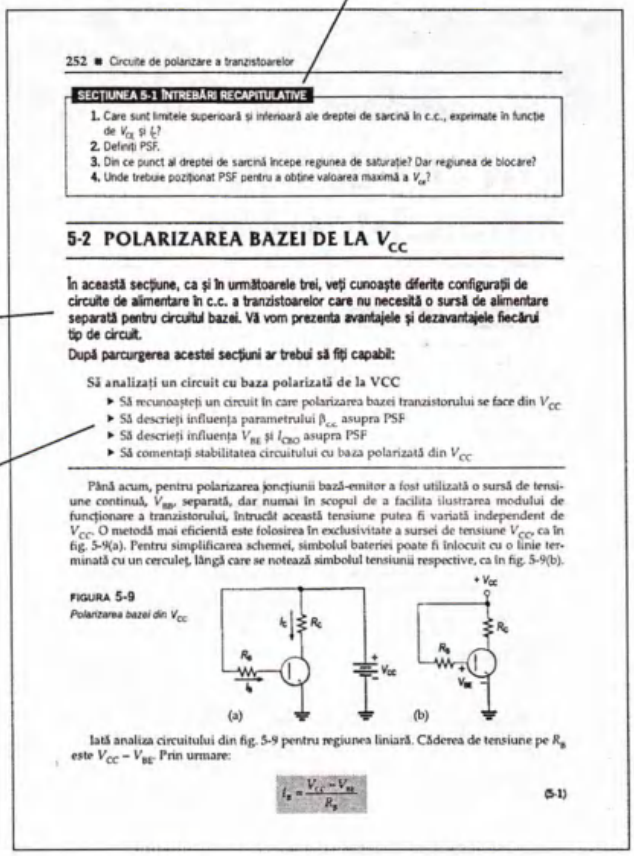
Către cititor

Cunoștințele și abilitățile nu se obțin fără efort. Oricare ar fi profesia pentru care vă pregătiți, ea vă va solicita o muncă încordată, iar electronica nu constituie o excepție. Pentru a exploata această carte la maximum este necesar să citiți, să judecați, să rezolvați probleme și să lucrați în laborator timp îndelungat. Nu trebuie să vă așteptați ca toate

FIGURA P-2

Așa arată începutul și întrebările recapitulative la fiecare secțiune.

Întrebările recapitulative încheie fiecare secțiune



252 ■ Circuite de polarizare a tranzistoarelor

SECȚIUNEA 5-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt limitele superioară și inferioară ale dreptei de sarcină în c.c., exprimate în funcție de V_{CE} și I_C?
2. Definiți PSF.
3. Din ce punct al dreptei de sarcină începe regiunea de saturație? Dar regiunea de blocare?
4. Unde trebuie poziționat PSF pentru a obține valoarea maximă a V_{ce}?

5-2 POLARIZAREA BAZEI DE LA V_{CC}

În această secțiune, ca și în următoarele trei, veți cunoaște diferite configurații de circuite de alimentare în c.c. a tranzistoarelor care nu necesită o sursă de alimentare separată pentru circuitul bazei. Vă vom prezenta avantajele și dezavantajele fiecărui tip de circuit.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabili:

Să analizați un circuit cu baza polarizată de la VCC

- Să recunoașteți un circuit în care polarizarea bazei tranzistorului se face din V_{CC}
- Să descrieți influența parametrului $\beta_{c.c.}$ asupra PSF
- Să descrieți influența V_{BE} și I_{CBO} asupra PSF
- Să comentați stabilitatea circuitului cu baza polarizată din V_{CC}

Secțiunea începe cu un paragraf introductiv.

Performanțele de studiu propuse pentru secțiunea curentă.

Până acum, pentru polarizarea joncțiunii bază-emitor a fost utilizată o sursă de tensiune continuă, V_{BB}, separată, dar numai în scopul de a facilita ilustrarea modului de funcționare a tranzistorului, întrucât această tensiune putea fi variată independent de V_{CC}. O metodă mai eficientă este folosirea în exclusivitate a sursei de tensiune V_{CC}, ca în fig. 5-9(a). Pentru simplificarea schemei, simbolul bateriei poate fi înlocuit cu o linie terminată cu un cerculeț lângă care se notează simbolul tensiunii respective, ca în fig. 5-9(b).

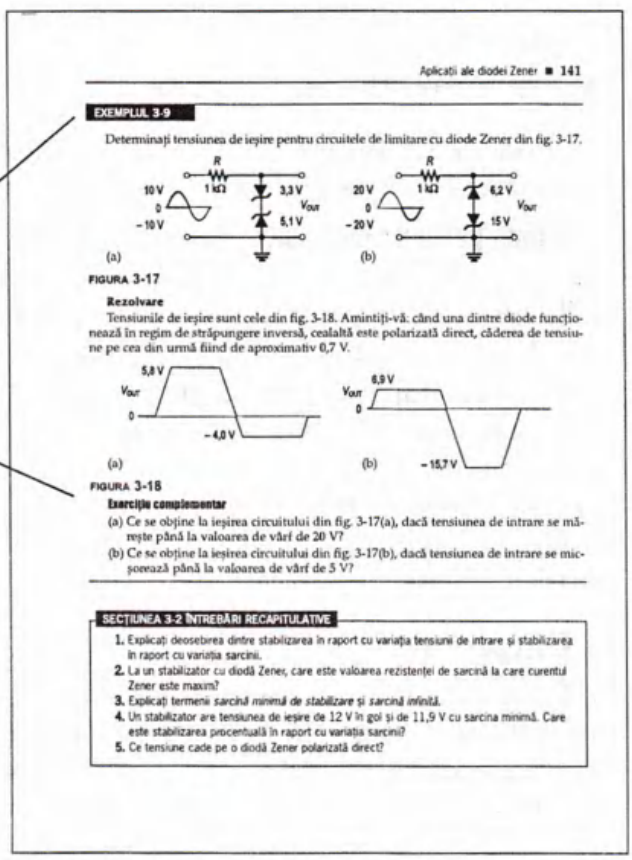
FIGURA 5-9
Polarizarea bazei din V_{CC}

Iată analiza circuitului din fig. 5-9 pentru regiunea liniară. Căderea de tensiune pe R_B este $V_{CC} - V_{BE}$. Prin urmare:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \qquad (5\text{-}1)$$

FIGURA P-3

Exemplu și exercițiu complementar.



Aplicații ale diodei Zener ■ 141

EXEMPLUL 3-9

Determinați tensiunea de ieșire pentru circuitele de limitare cu diode Zener din fig. 3-17.

FIGURA 3-17

Rezolvare

Tensiunile de ieșire sunt cele din fig. 3-18. Amintiți-vă: când una dintre diode funcționează în regim de străpungere inversă, cealaltă este polarizată direct, căderea de tensiune pe ea din urmă fiind de aproximativ 0,7 V.

FIGURA 3-18

Exercițiu complementar

(a) Ce se obține la ieșirea circuitului din fig. 3-17(a), dacă tensiunea de intrare se mărește până la valoarea de vârf de 20 V?

(b) Ce se obține la ieșirea circuitului din fig. 3-17(b), dacă tensiunea de intrare se micșorează până la valoarea de vârf de 5 V?

SECȚIUNEA 3-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

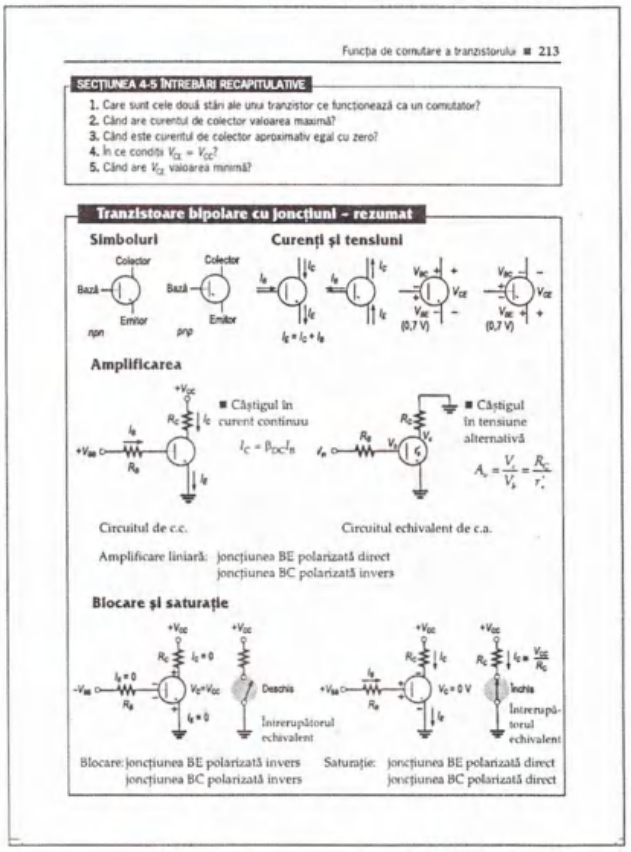
1. Explicați deosebirea dintre stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare și stabilizarea în raport cu variația sarcinii.
2. La un stabilizator cu diodă Zener, care este valoarea rezistenței de sarcină la care curentul Zener este maxim?
3. Explicați termenii *sarcină minimă de stabilizare* și *sarcină infinită*.
4. Un stabilizator are tensiunea de ieșire de 12 V în gol și de 11,9 V cu sarcina minimă. Care este stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii?
5. Ce tensiune cade pe o diodă Zener polarizată direct?

Fiecare exemplu este evidențiat.

Fiecare exemplu este urmat de un exercițiu complementar semnificativ.

FIGURA P-4

Rezumat ilustrat.



noțiunile și metodele de lucru să vă pară limpezi de la început. Unele subiecte vor necesita o lectură repetată, rezolvarea multor probleme și câteva indicații din partea profesorului, pentru a vi le însuși cu adevărat.

Urmăriți în detaliu rezolvarea fiecărui exemplu și apoi efectuați exercițiul complementar. Răspundeți la toate întrebările recapitulative și verificați-vă consultând răspunsurile de la sfârșitul fiecărui capitol. Dacă nu ați înțeles un anumit exemplu sau nu puteți răspunde la una dintre întrebări, reluați secțiunea respectivă până când veți acumula toate cunoștințele necesare și abia apoi treceți la secțiunea următoare.

Testele de autoevaluare cu variante multiple de răspuns de la sfârșitul fiecărui capitol constituie o modalitate satisfăcătoare de a verifica dacă ați înțeles și ați reținut toată problematica din capitolul respectiv. Este bine să efectuați acest test înainte de a trece la rezolvarea problemelor din finalul de capitol și să verificați corectitudinea răspunsurilor consultând paginile de la sfârșitul volumului.

Problemele din finalul fiecărui capitol au diferite grade de dificultate și au ca scop fixarea cunoștințelor teoretice. În multe capitole veți găsi grupaje de probleme cu grad ridicat de dificultate, pentru cei ce doresc să ajungă la performanțe deosebite. Rezolvarea problemelor are ca efect o aprofundare și o înțelegere a cunoștințelor care nu se pot realiza prin simpla citire sau prin audierea expunerii din sala de curs. În general, este imposibil să înțelegi pe deplin o noțiune sau o metodă doar privind și ascultând pe altcineva. La evaluarea finală, numai printr-o muncă susținută și o judecată riguroasă veți obține rezultatele pe care le așteptați și le meritați.

Pentru simularea unei activități concrete se cere efectuarea anumitor operații.

692 ■ Amplificatoare operaționale

12-9 APLICAȚIE PRACTICĂ

Aplicația practică are ca obiect un sistem de spectrofotometrie, alcătuit dintr-o parte optică și una electronică, destinat analizării compoziției chimice a soluțiilor. Compania la care lucrați intenționează să vândă acest sistem unor întreprinderi din industria chimică și unor laboratoare de medicină. Având în vedere că sistemul conține subansamble optice, electronice și mecanice, este considerat sistem mixt. Asemenea sisteme sunt întâlnite frecvent în domeniul industrial. Cunoștințele pe care vi le-ați însușit în acest capitol se vor dovedi utile pentru îndeplinirea misiunii dumneavoastră.

Principiul de funcționare al sistemului

Sursa de lumină din fig. 12-42 produce lumină vizibilă cu un spectru larg de lungimi de undă. Componentele cu lungimi de undă diferite ale fasciculului de lumină sunt refractate de prismă sub unghiuri diferite, cum observați în desen. În funcție de înclinarea platformei, care se stabilește prin intermediul unui circuit cu această destinație, numai o anumită lungime de undă poate străbate fanta îngustă și apoi soluția de analizat. Deci prin rotirea cu mare precizie a ansamblului sursă de lumină – prismă, soluția este străbătută de lumină cu lungimea de undă dorită.

FIGURA 12-42
Schema sistemului de spectrofotometrie.

Aplicație practică ■ 693

Întrucât fiecare substanță chimică – în stare pură sau în compuși – absoarbe lumina cu diverse lungimi de undă în moduri diferite, lumina rezultată după ce a străbătut soluția constituie o „semnătură" unică, prin care pot fi identificate substanțele componente.

Fotocelula de pe cartela cu circuite din fig. 12-43 generează o tensiune proporțională cu intensitatea și cu lungimea de undă a luminii incidente pe ea. Circuitul cu AO amplifică tensiunea de la ieșirea fotocelulei și transmite semnalul rezultat către procesor, unde are loc identificarea substanțelor din soluție. Din întregul ansamblu, atenția noastră se va concentra asupra circuitului ce conține fotocelula și amplificatorul.

Cartela cu circuitul fotocelulă/amplificator

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 12-43 făcând comparația cu schema din fig. 12-44. AO este de tipul 741. Pe spatele cartelei se află patru conexiuni, corespunzătoare celor patru perechi de orificii aliniate orizontal.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Analiza circuitului fotocelulă/amplificator

- Calculați valoarea la care trebuie reglat rezistorul variabil din circuitul de reacție pentru a se obține câștigul în tensiune 10.
- Considerați că valoarea maximă a semnalului de ieșire al AO, în funcționare liniară, este cu 1 V mai mică decât tensiunea sursei de alimentare cu c.c. Calculați câștigul în tensiune necesar și valoarea la care trebuie fixat rezistorul de reacție pentru obținerea maximului de tensiune la ieșire, în funcționare liniară. Lumina emisă de sursă conține lungimi de undă cuprinse între 400 nm și 700 nm, adică aproximativ întregul domeniu vizibil, de la violet la roșu. Tensiunea generată de fotocelulă este de 0,5 V la 825 nm.
- Ținând cont de valoarea câștigului, aflată în etapa precedentă, calculați tensiunea de ieșire a AO pentru lungimile de undă din domeniul 400 nm ... 700 nm, din 50 nm

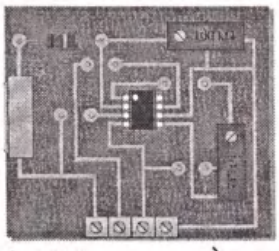


FIGURA 12-43
Cartela cu circuitul fotocelulă/amplificator.

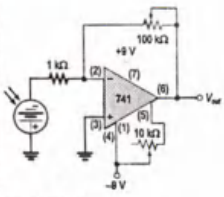


FIGURA 12-44
Schema circuitului fotocelulă/amplificator.

Înainte de a lua în discuție o anumită cartelă cu circuite se face o prezentare generală a sistemului din care face parte aceasta.

În majoritatea cazurilor, imaginile cartelelor cu circuite reprezintă cu fidelitate modelele reale.

FIGURA P-5

Fragment dintr-o secțiune dedicată aplicației practice.

Scurt istoric

Înainte de a vă lansa în studiul dispozitivelor și circuitelor electronice, să aruncăm o scurtă privire către începuturile electronicii și către progresele semnificative datorită cărora dispunem de tehnologia electronică din prezent. Totdeauna este bine să ai o referință istorică în profesiunea aleasă. Numele multor pionieri în domeniul electricității și electromagnetismului au devenit nemuritoare datorită conferirii lor unor unități de măsură binecunoscute. Printre cele mai elocvente exemple sunt Ohm, Ampère, Volta, Faraday, Henry, Coulomb, Oersted și Hertz. Franklin și Edison sunt, de asemenea, celebri în istoria electricității și electronicii grație contribuției lor extraordinare la dezvoltarea acestor domenii.

Începuturile electronicii Primele experimente din domeniul electronicii au explorat circulația curentului în tuburi de sticlă vidate. Unul dintre primii experimentatori a fost germanul Heinrich Geissler (1814-1879). Geissler a creat vid într-un tub de sticlă și a observat că tubul devenea luminos când era parcurs de curent electric. În jurul anului 1878, savantul britanic Sir William Crookes (1832-1919) a efectuat experimente similare cu cele ale lui Geissler. Studiind fenomenul, el a ajuns la concluzia că, în tuburile cu vid, curentul pare a fi format din particule.

Thomas Edison (1847-1931), testând becul electric cu filament de carbon, pe care îl inventase, a făcut o altă descoperire importantă. El a introdus în bec o plăcuță metalică. Când aceasta se încărca pozitiv, curentul circula de la filament la plăcuță. Dispozitivul descris a fost prima diodă termo-ionică. Edison și-a brevetat invenția, dar nu a pus-o în practică niciodată.

Electronul a fost descoperit în anii 1890. Fizicianul francez Jean Baptiste Perrin (1870-1942) a demonstrat că, în tuburile cu vid, curentul constă în mișcarea ordonată a unor particule cu sarcină negativă. Unele proprietăți ale acestor particule au fost studiate de Sir Joseph Thomson (1856-1940), fizician britanic, care a efectuat o serie de experimente în perioada 1895-1897. Particulele încărcate cu sarcină electrică negativă au fost denumite ulterior electroni. Sarcina electronului a fost măsurată cu precizie, în 1909, de fizicianul american Robert A. Millikan (1868-1953). În urma acestor descoperiri, mișcarea electronilor a devenit controlabilă, ceea ce a constituit primul pas în era electronicii.

Electronul la lucru În 1904, savantul britanic John A. Fleming a construit un tub cu vid care permitea trecerea curentului într-un singur sens. Tubul a fost utilizat la detecția undelor electromagnetice. Denumit pompă Fleming, el a fost precursorul diodelor cu vid construite ulterior. Însă progrese semnificative în electronică s-au făcut abia în urma realizării unui dispozitiv capabil să amplifice undele electromagnetice slabe sau semnalele radio. Acest dispozitiv, denumit audion, a fost inventat, în 1907, de americanul Lee deForest. Era o triodă cu vid, capabilă să amplifice semnale slabe de c.a.

Alți doi americani, Harold Arnold și Irving Langmuir, au adus îmbunătățiri considerabile triodei cu vid, între 1912 și 1914. Cam în aceeași perioadă, deForest și Edwin Armstrong, inginer în electrotehnică, au realizat un oscilator cu triodă. În 1914, trioda a fost introdusă în sistemul de telefonie, făcând posibile comunicațiile telefonice transcontinentale. Tetroda a fost inventată în 1916 de germanul Walter Schottky. Tetroda și pentoda (inventată în 1926 de inginerul olandez Tellegen) au îmbunătățit mult performanțele triodei. Primul tub cinescop de televiziune a fost realizat în anii 1920 de cercetătorul american Vladimir Sworykin.

În timpul celui de-al doilea război mondial au fost realizate câteva tuburi cu microunde datorită cărora a fost posibilă apariția radarului modern, cu microunde, și a altor sisteme de comunicații. În 1939, în Marea Britanie, Henry Boot și John Randall au inventat magnetronul. În același an, doi americani, frații Russell și Sigurd Varian, au realizat tubul cu microunde numit clistron. Tubul cu undă progresivă a fost construit de austro-americanul Rudolf Komphner în 1943.

Aparate electronice Detectoarele cu cristal utilizate în primele aparate de radio au fost precursoarele aparatelor electronice din zilele noastre. Însă epoca aparatelor electronice a început cu adevărat în 1947, o dată cu inventarea tranzistorului la Bell Laboratories. Inventatorii au fost Walter Brattain, John Bardeen și William Shockley, pe care îi puteți vedea în figura P-6.

În primii ani de după 1960 au fost realizate circuitele integrate (CI). Ele încorporau mai multe tranzistoare și alte componente pe o singură așchie minusculă (*cip*) de material semiconductor. Tehnologia circuitelor integrate s-a dezvoltat și s-a ameliorat continuu, permițând construirea unor circuite din ce în ce mai complexe pe cipuri din ce în ce mai mici.

Prin 1965 a apărut primul *amplificator operațional integrat de uz general*. Acest dispozitiv ieftin și foarte versatil încorpora nouă tranzistoare și douăsprezece rezistoare într-o capsulă de mici dimensiuni. El s-a dovedit superior ca fiabilitate și performanțe circuitelor similare

FIGURA P-6

Laureații Premiului Nobel Dr. John Bardeen, Dr. William Shockley şi Dr. Walter Brattain (de la stânga la dreapta), lângă aparatul folosit în primele cercetări ce au condus la inventarea tranzistorului. Celor trei li s-a decernat, în 1956, Premiul Nobel pentru fizică, pentru inventarea tranzistorului, anunțată de Bell Laboratories în 1948. (Prin amabilitatea Bell Laboratories)

realizate cu componente discrete. De atunci, amplificatoarele operaționale integrate au devenit componente de bază ale unei game largi de sisteme liniare.

Mențiuni speciale

Lucrarea de față este rezultatul efortului și al talentului multor persoane. Doresc să-mi exprim recunoștința față de Carol Robinson, Linda Ludewig, Rex Davidson și Pat Tonneman, de la Prentice-Hall. De asemenea, le mulțumesc lui Lois Porter, care a corectat manuscrisul minuțios, ca întotdeauna, și lui Dave Buchla, pentru ideile și sugestiile sale.

Mulțumesc, de asemenea, celor care au efectuat revizuirea acestei cărți. Fără aportul lor, revizuirea ar fi fost, practic, aproape imposibilă. Persoanelor menționate în continuare le datorez multe sugestii excelente.

Jeff Bigelow, Oklahoma Christian University;
Foster Chin, Tulsa Community College N.E.;
Joe Gryniuk, Lake Washington Technical College;
Peter Kerckhoff, DeVry Institute of Technology;
Don LeFavour, Columbus State Community College;
John Meese, DeVry Institute of Technology;
Saud Shaik, Miami-Dade Community College;
Tom Vavrina, Montgomery County Community College;
Neal Willison, Oklahoma State University – Oklahoma City.

Munciți susținut. Eforturile vă vor fi apreciate la justa valoare.

Tom Floyd

CAPITOLUL 1

Introducere în semiconductoare

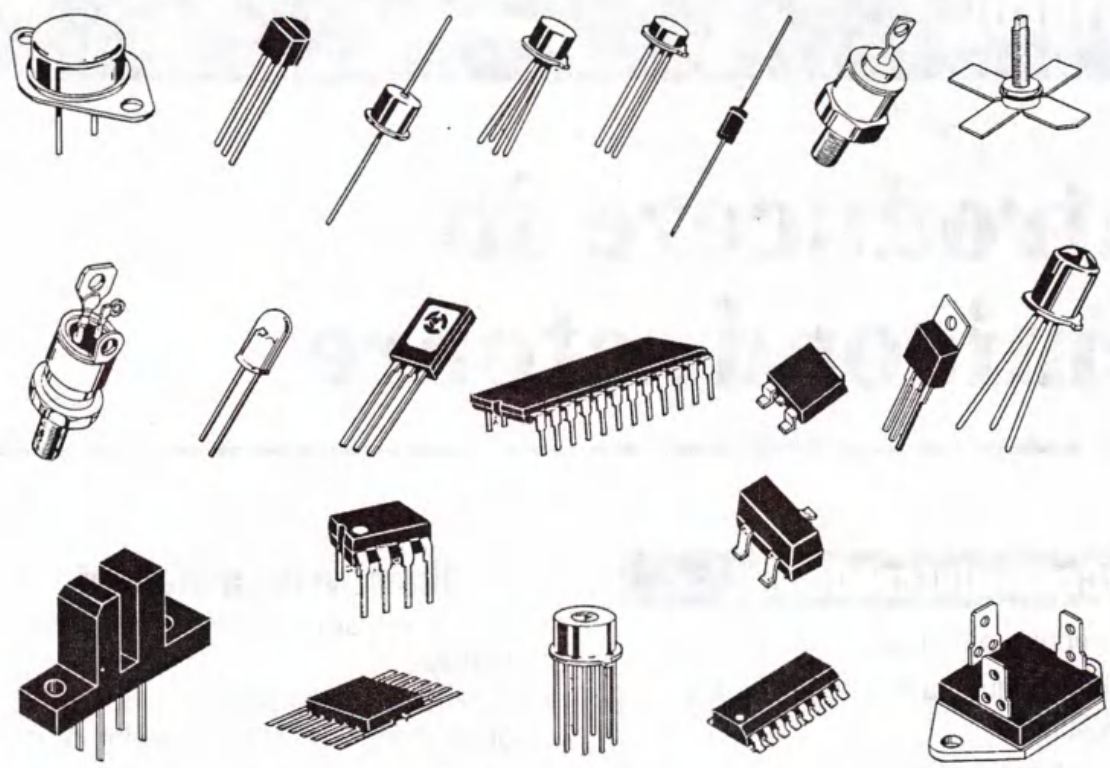
Conținutul capitolului

1-1 Structura atomului
1-2 Semiconductoare, conductoare și izolatoare
1-3 Legături covalente
1-4 Conducția în semiconductoare
1-5 Semiconductoare de tip *n* și de tip *p*
1-6 Joncțiunea *pn*
1-7 Polarizarea joncțiunii *pn*
1-8 Caracteristica curent-tensiune a joncțiunii *pn*
1-9 Dioda

Obiectivele capitolului

- Prezentarea structurii fundamentale a atomului
- Prezentarea semiconductoarelor, a conductoarelor și a izolatoarelor, precum și a deosebirilor majore dintre ele
- Prezentarea legăturilor covalente caracteristice siliciului
- Descrierea modului de producere a curentului în semiconductoare
- Descrierea proprietăților semiconductoarelor de tip *n* și de tip *p*
- Descrierea joncțiunii *pn* și a modului ei de formare
- Prezentarea modului de polarizare a joncțiunii *pn*
- Analizarea caracteristicii curent-tensiune *(I-V)* a joncțiunii *pn*
- Prezentarea modului de funcționare a diodelor și a celor trei modele ale diodei

Dispozitivele electronice – diode, tranzistoare, circuite integrate – sunt realizate din materiale semiconductoare. Pentru înțelegerea funcționării lor vă sunt necesare câteva cunoștințe de bază despre structura atomului și despre interacțiunile dintre particulele care-l compun. Unul dintre subiectele importante prezentate în acest capitol este joncțiunea *pn*, care se realizează prin punerea în contact a două materiale semiconductoare de tipuri diferite. Pe proprietățile joncțiunii *pn* se bazează funcționarea unor dispozitive cum sunt diodele și anumite tipuri de tranzistoare. Proprietățile joncțiunii *pn* constituie, de asemenea, un factor esențial pentru funcționarea corectă a circuitelor electronice.



1-1 STRUCTURA ATOMULUI

Toată materia este formată din atomi; toți atomii sunt alcătuiți din electroni, protoni și neutroni. În această secțiune veți învăța despre structura atomului, despre orbitele electronilor și păturile electronice, electroni de valență, ioni și despre două materiale semiconductoare – siliciul și germaniul. Importanța materialelor semiconductoare constă în faptul că situarea unor electroni în configurația atomului este factorul determinant pentru modul în care un anumit material conduce curentul electric.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați structura fundamentală a atomului

- ▶ Să definiți nucleul, protonul, neutronul și electronul
- ▶ Să definiți numărul atomic
- ▶ Să definiți păturile electronice
- ▶ Să explicați ce este un electron de valență
- ▶ Să descrieți procesul de ionizare

Atomul este cea mai mică particulă dintr-un element care păstrează proprietățile acelui element. Atomii fiecăruia dintre cele 109 elemente cunoscute se deosebesc de atomii tuturor celorlalte elemente. Aceasta conferă fiecărui element o structură unică. După modelul clasic al lui Bohr, atomii au o structură de tip planetar, constând dintr-un

nucleu central în jurul căruia se rotesc electroni, ca în fig. 1-1. **Nucleul** conține particule cu sarcină electrică pozitivă, numite **protoni**, și particule fără sarcină electrică, numite **neutroni**. Particulele de bază purtătoare de sarcină negativă sunt numite **electroni**.

Fiecare tip de atom conține un anumit număr de electroni și de protoni, care îl diferențiază de atomii tuturor celorlalte elemente. De exemplu, cel mai simplu atom este cel de hidrogen, care are un proton și un electron, cum apare în fig. 1-2 (a). Celălalt exemplu, din fig. 1-2 (b), atomul de heliu, are nucleul format din doi protoni și doi neutroni, iar în jurul nucleului se rotesc doi electroni.

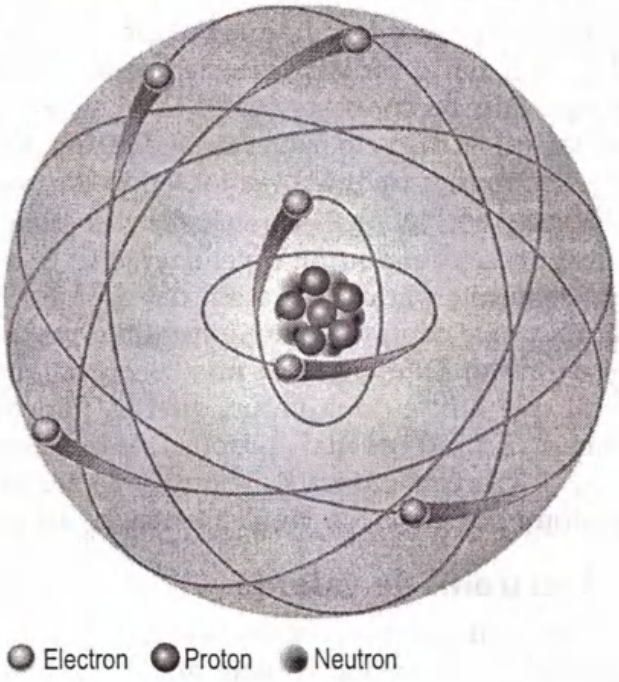
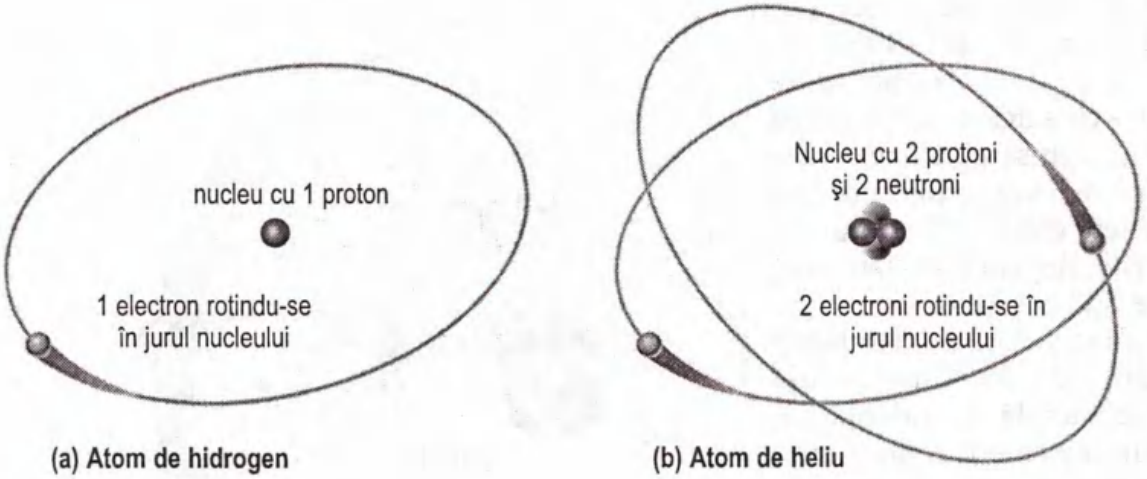


FIGURA 1-1

Modelul atomic al lui Bohr, cu electronii reprezentați pe orbite ce înconjoară nucleul. „Cozile" electronilor arată că ei se află în mișcare.



(a) Atom de hidrogen (b) Atom de heliu

FIGURA 1-2

Cei mai simpli atomi, de hidrogen și heliu.

Numărul atomic

Toate elementele sunt ordonate în tabelul periodic al elementelor după **numărul** lor **atomic**. Numărul atomic este egal cu numărul protonilor din nucleu, care, în cazul unui atom neutru din punct de vedere electric, este același cu numărul de electroni. De exemplu, numărul atomic al hidrogenului este 1, iar cel al heliului este 2. În stare normală (sau neutră), toți atomii unui element dat au numărul de electroni egal cu numărul de pro-

toni; sarcinile pozitive le compensează pe cele negative, sarcina rezultantă a atomului fiind zero.

Pături electronice şi orbite

Electronii se rotesc în jurul nucleului unui atom la anumite distanțe față de acesta. Electronii mai apropiați de nucleu posedă mai puțină energie decât cei de pe orbitele mai îndepărtate. Se cunoaște faptul că în structura atomului energiile electronilor pot avea numai valori discrete (separate și diferite). Prin urmare, distanțele dintre nucleu și orbitele electronilor trebuie să ia tot valori discrete.

Niveluri energetice Fiecare dintre distanțele cu valori discrete (**orbite**) față de nucleu corespunde unui anumit nivel energetic. În atom, orbitele sunt grupate în benzi energetice denumite **pături**. Un atom dat are un anumit număr de pături electronice. Fiecare pătură poate conține un anumit număr maxim de electroni pe nivelurile energetice permise (orbite). Diferențele de nivel energetic din cadrul aceleiași pături sunt mult mai mici decât cele dintre două pături diferite. Păturile sunt desemnate prin literele *K, L, M, N* ș.a.m.d., *K* fiind cea mai apropiată de nucleu. Conceptul de benzi energetice este ilustrat în fig. 1-3, în care pătura *K* are un nivel energetic, iar pătura *L*, două niveluri. La alte tipuri de atomi pot exista, pe lângă acestea, și alte pături, în funcție de elementul considerat.

Electronii de valență

Electronii de pe orbitele mai îndepărtate de nucleu au energii mai mari și sunt mai slab legați de atom decât electronii din apropierea nucleului. Cauza este faptul că forța de atracție dintre nucleu – cu sarcină pozitivă – și electroni – cu sarcină negativă – scade pe măsură ce distanța față de nucleu crește. Electronii cu nivelurile de energie cele mai mari se află în pătura de la exterior și sunt destul de slab legați de atom. Această ultimă pătură mai este numită de **valență**, iar electronii pe care îi conține sunt denumiți electroni *de valență*. Ei sunt implicați în reacțiile chimice și în legăturile ce determină structura substanțelor, precum și proprietățile electrice ale acestora.

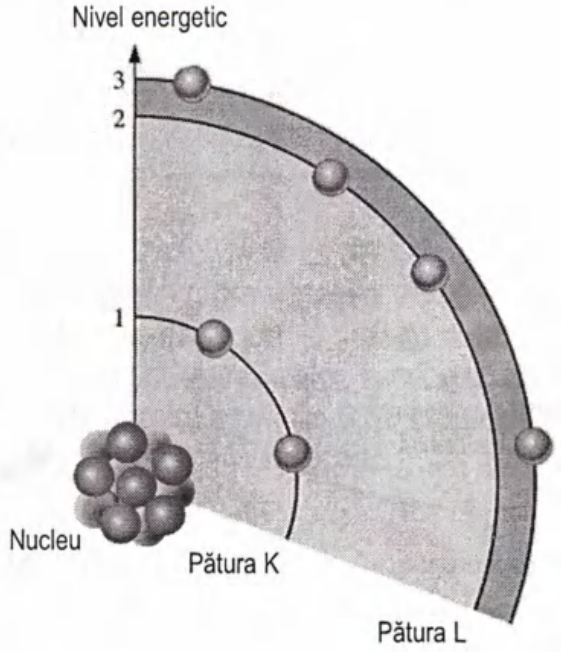


FIGURA 1-3
Nivelurile energetice cresc proporțional cu depărtarea față de nucleu.

Ionizarea

Când un atom absoarbe energie de la o sursă de căldură sau lumină, de exemplu, nivelurile de energie ale electronilor se măresc. Electronii de valență au mai multă energie și sunt mai slab legați de atom decât cei din păturile din interior, de aceea, în urma absorbției de energie din exterior, ei pot face un salt pe o orbită superioară din pătura de valență.

Dacă un electron de valență acumulează suficientă energie, se poate chiar desprinde din pătura exterioară și de sub influența atomului. Pierderea unui electron de valență transformă un atom inițial neutru într-unul cu sarcină pozitivă în exces (având mai mulți protoni decât electroni). Pierderea unui electron de valență este un proces numit **ionizare**, întrucât atomul rezultat, încărcat cu sarcină pozitivă, se numește *ion pozitiv*. De exemplu, simbolul chimic al hidrogenului este H. Când un atom de hidrogen neutru își pierde electronul de valență și devine ion pozitiv, este notat cu H^+. Electronul de valență desprins se numește **electron liber**. Când un electron liber pierde din energie și este capturat în pătura exterioară a unui atom de hidrogen neutru, atomul acela se încarcă negativ (având mai mulți electroni decât protoni), este numit *ion negativ* și se notează H^-.

Numărul de electroni din fiecare pătură

Numărul maxim de electroni (N_e) ce se poate afla în fiecare pătură a unui atom este impus de natură și se poate calcula cu formula

$$N_e = 2n^2 \qquad (1\text{-}1)$$

unde n este numărul păturii. Pătura cea mai apropiată de nucleu (K) are numărul 1, L are numărul 2, M este 3 ș.a.m.d. Numărul maxim de electroni care pot exista în prima pătură (numărul 1) este:

$$N_e = 2n^2 = 2(1)^2 = 2.$$

Numărul maxim de electroni care pot exista în pătura a doua este:

$$N_e = 2n^2 = 2(2)^2 = 2(4) = 8.$$

Numărul maxim de electroni care pot exista în pătura a treia este:

$$N_e = 2n^2 = 2(3)^2 = 2(9) = 18.$$

Numărul maxim de electroni care pot exista în pătura a patra este:

$$N_e = 2n^2 = 2(4)^2 = 2(16) = 32.$$

Toate păturile unui atom dat trebuie să fie completate cu numărul maxim de electroni, cu excepția păturii exterioare (de valență).

SECȚIUNEA 1-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este atomul?
2. Ce este electronul?
3. Ce sunt electronii de valență?
4. Ce sunt electronii liberi?
5. Cum se formează ionii?

1-2 SEMICONDUCTOARE, CONDUCTOARE ŞI IZOLATOARE

În funcţie de proprietăţile lor electrice, materialele pot fi încadrate în trei categorii: conductoare, semiconductoare şi izolatoare. În această secţiune vom examina proprietăţile semiconductoarelor şi le vom compara cu cele ale conductoarelor şi izolatoarelor.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să discutaţi despre semiconductoare, conductoare şi izolatoare şi despre deosebirile lor fundamentale

- Să definiţi partea centrală a atomului
- Să descrieţi structura atomilor de cupru, siliciu, germaniu şi carbon
- Să enumeraţi primele patru bune conductoare
- Să enumeraţi patru semiconductoare
- Să prezentaţi diferenţele dintre conductoare şi semiconductoare
- Să prezentaţi diferenţele dintre semiconductoarele siliciu şi germaniu
- Să explicaţi de ce siliciul se utilizează pe scară mai largă decât germaniul

Toate substanţele sunt formate din atomi. Aceştia determină proprietăţile electrice ale unei substanţe, inclusiv capacitatea de a conduce curentul electric.

Pentru simplificarea explicării proprietăţilor electrice, vom reprezenta atomul ca fiind alcătuit din pătura de valenţă şi o **parte centrală**, formată din păturile interioare şi nucleu. Această reprezentare este ilustrată în fig. 1-4 pentru un atom de carbon. Carbonul intră în componenţa multor tipuri de rezistoare electrice. Observaţi că atomul de carbon are patru electroni în pătura de valenţă şi doi electroni în cea interioară (*K*). Nucleul este format din şase protoni şi şase neutroni, deci +6 simbolizează sarcina pozitivă a celor şase protoni. Partea centrală are sarcina rezultantă +4 (+6 de la nucleu şi –2 de la cei doi electroni ai păturii interioare).

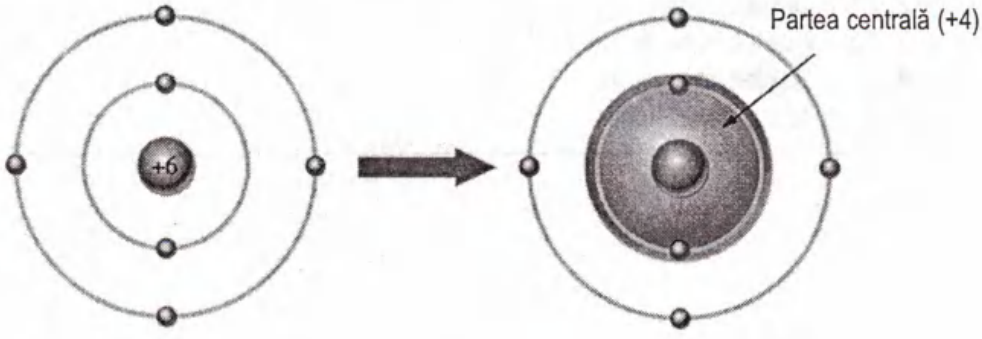


FIGURA 1-4
Reprezentare a atomului de carbon considerat ca fiind format dintr-o parte centrală şi o pătură de valenţă.

Conductoare

Conductoarele sunt materiale care conduc uşor curentul electric. Cele mai bune conductoare sunt cele care conţin un singur element, cum sunt cuprul, argintul, aurul şi alu-

miniul, ai căror atomi au un singur electron de valență, legat foarte slab. Acești electroni de valență slab legați se pot desprinde ușor din atomi, devenind electroni liberi. Prin urmare, materialele conductoare prezintă mulți electroni liberi, care, atunci când se deplasează în aceeași direcție, formează un **curent** electric.

Izolatoare

Izolatoarele sunt materialele care, în condiții normale, nu conduc curentul electric. Majoritatea izolatoarelor bune sunt compuși chimici, nu materiale monoelement. Electronii lor de valență sunt strâns legați de atomi, deci în izolatoare se găsesc foarte puțini electroni liberi.

Semiconductoare

Semiconductoarele sunt materiale cu proprietăți intermediare între conductoare și izolatoare, din punctul de vedere al capacității lor de a conduce curentul electric. Un semiconductor în stare pură (intrinsec) nu este nici bun conductor, nici bun izolator. Cele mai răspândite materiale semiconductoare monoelement sunt siliciul, germaniul și carbonul. Se folosesc curent și compuși semiconductori, ca arseniura de galiu. Semiconductoarele monoelement au caracteristic atomii cu patru electroni de valență.

Benzi energetice

Amintiți-vă că pătura de valență a unui atom reprezintă o bandă de niveluri energetice, iar electronii de valență sunt constrânși să rămână în acea bandă. Când un electron acumulează, din surse externe, suficientă energie suplimentară, el poate părăsi pătura de valență, devenind electron liber, situat în așa-numita *bandă de conducție.*

Diferența energetică dintre banda de conducție și banda de valență se numește *bandă interzisă.* Aceasta este energia pe care trebuie să o aibă un electron de valență pentru a putea face saltul din banda de valență în cea de conducție. O dată ajuns în banda de conducție, electronul este liber să se deplaseze prin tot materialul și nu mai este legat de nici unul dintre atomi.

În fig. 1-5 sunt reprezentate diagramele de energie aferente izolatoarelor, semiconductoarelor și conductoarelor. Observați, în diagrama (a), că izolatoarele au banda

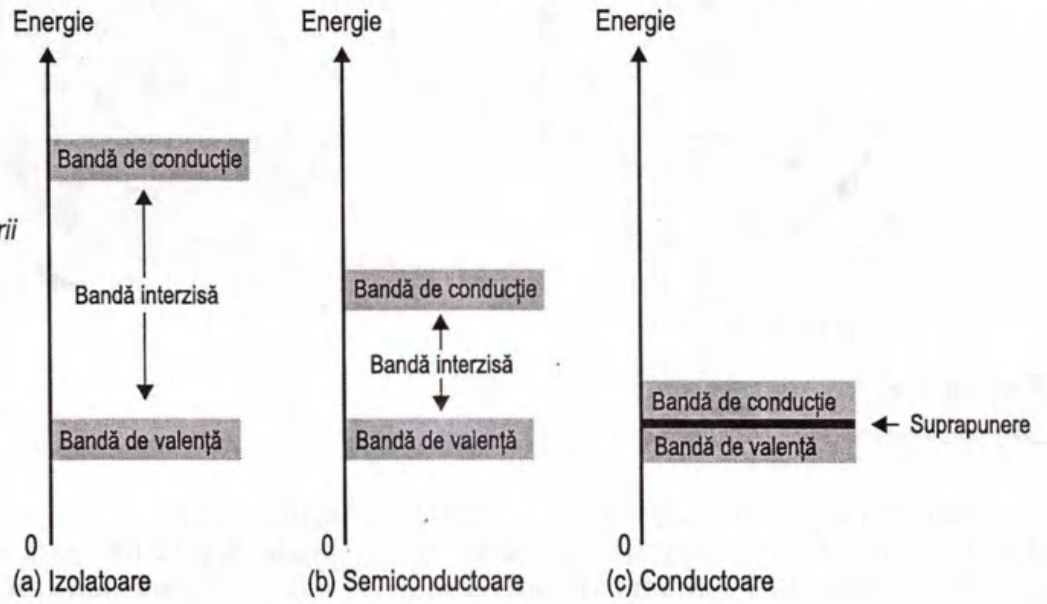


FIGURA 1-5
Diagramele de energie pentru cele trei categorii de materiale.

interzisă foarte mare. Electronii lor de valență nu fac saltul spre banda de conducție decât în condiții de străpungere, dacă li se aplică tensiuni extrem de mari. După cum puteți vedea în diagrama (b), semiconductoarele au banda interzisă mult mai îngustă. Aceasta permite unora dintre electronii lor de valență să facă saltul spre banda de conducție, devenind electroni liberi. În schimb, după cum se vede în diagrama (c), cele două benzi energetice sunt suprapuse în cazul conductoarelor. În asemenea materiale există totdeauna un mare număr de electroni liberi.

Comparație între atomii conductoarelor și cei ai semiconductoarelor

Să examinăm acum câteva dintre cauzele fundamentale care conferă siliciului proprietăți semiconductoare, iar cuprului, conductoare. Diagramele atomilor de siliciu și de cupru sunt prezentate în fig. 1-6. Observați că partea centrală a atomului de siliciu are sarcina rezultantă +4 (14 protoni – 10 electroni), iar cea a cuprului este +1 (29 de protoni – 28 de electroni).

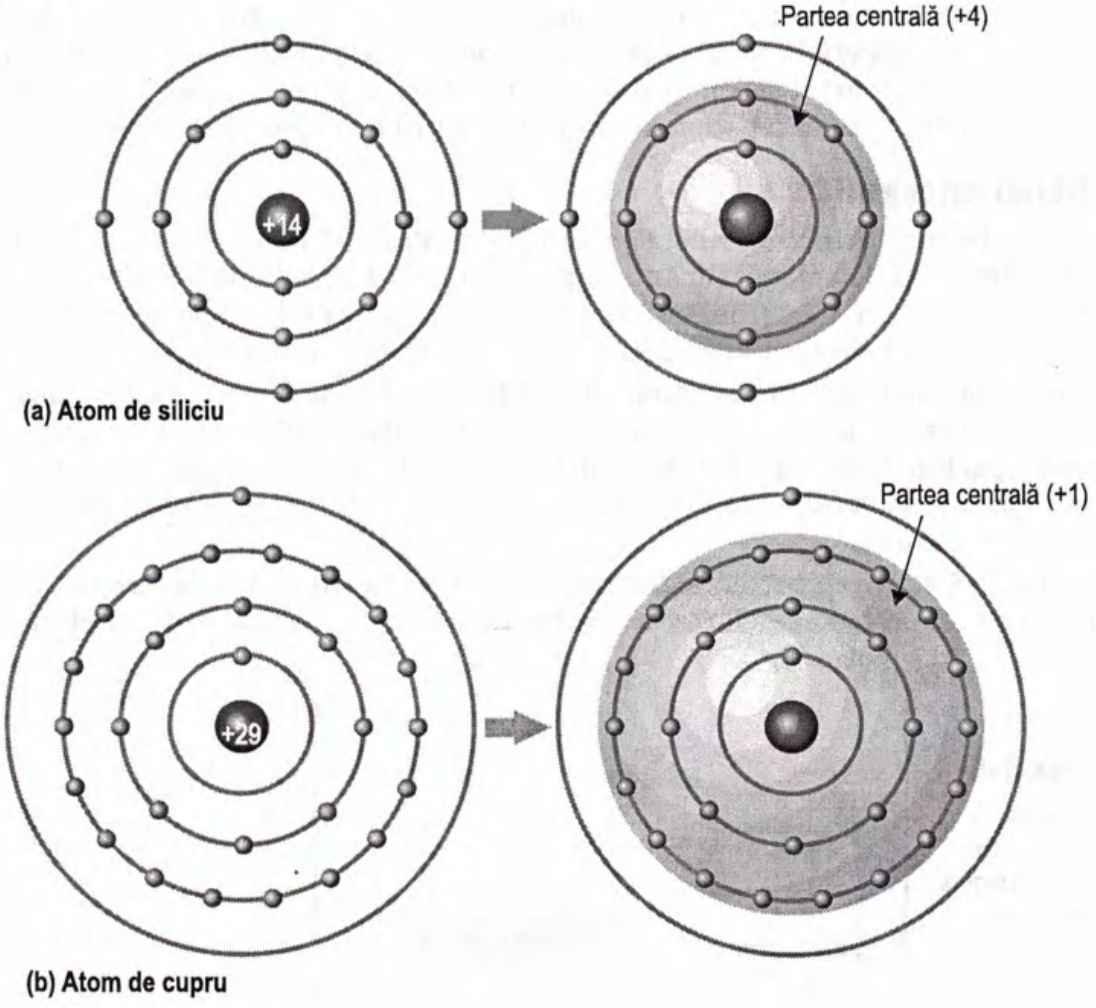


FIGURA 1-6

Diagramele atomilor de siliciu și cupru.

Electronul de valență al cuprului „resimte" o forță de atracție de +1, față de cel al cuprului, care „resimte" o forță de atracție de +4. Așadar forța care caută să mențină un electron de valență în atomul de siliciu este de patru ori mai mare decât la cupru.

Electronul de valență al cuprului se află în pătura a patra, adică la o distanță mai mare față de nucleu decât electronii de valență ai siliciului, situați în pătura a treia. Amintiți-vă că electronii mai depărtați de nucleu au energie mai mare.

Prin urmare, în cazul cuprului, electronul de valență suportă o forță de menținere în atom mai mică decât în cazul siliciului. De asemenea, la cupru, electronul de valență are energie mai mare decât la siliciu. Aceasta înseamnă că electronii de valență ai cuprului pot acumula mai ușor cantitatea de energie suplimentară necesară pentru a-i desprinde din atomi, transformându-i în electroni liberi, decât în cazul siliciului. De fapt, un mare număr de electroni de valență ai cuprului posedă oricum destulă energie pentru a deveni electroni liberi, așa cum se poate deduce din suprapunerea benzilor de conducție și de valență.

Siliciul și germaniul

Structura atomilor de siliciu și germaniu este prezentată în fig. 1-7. Siliciul este materialul cel mai utilizat pentru realizarea diodelor, a tranzistoarelor, a circuitelor integrate și a altor dispozitive semiconductoare. Rețineți că atât siliciul, cât și germaniul prezintă cei patru electroni de valență caracteristici.

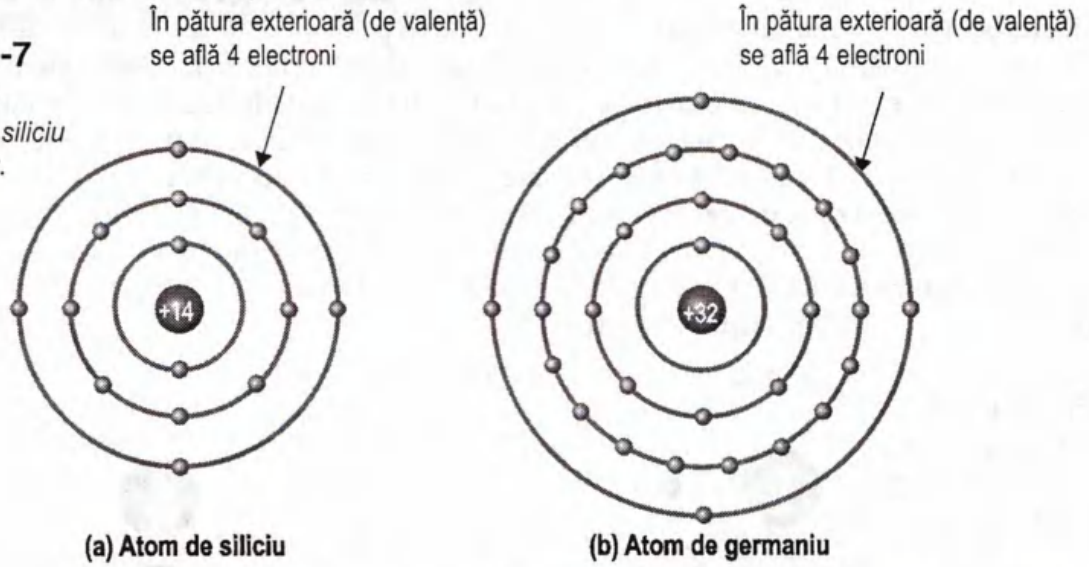


FIGURA 1-7
Diagramele atomilor de siliciu și germaniu.

Electronii de valență ai germaniului se află în pătura a patra, pe când cei ai siliciului sunt situați în pătura a treia, mai aproape de nucleu. Aceasta înseamnă că electronii de valență ai germaniului posedă energii mai mari decât cei ai siliciului, deci le este necesar un surplus energetic mai mic pentru a se desprinde din atom. Această caracteristică face ca germaniul să devină instabil la temperaturi ridicate – motivul principal pentru care siliciul este materialul semiconductor cel mai larg utilizat.

SECȚIUNEA 1-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este principala diferență dintre conductoare și izolatoare?
2. Prin ce se deosebesc semiconductoarele de conductoare și izolatoare?
3. Câți electroni de valență are un conductor cum este cuprul?
4. Câți electroni de valență au semiconductoarele?
5. Numiți trei dintre cele mai bune materiale conductoare.
6. Care este materialul semiconductor cel mai larg utilizat?
7. De ce semiconductoarele au mai puțini electroni liberi decât conductoarele?

1-3 LEGĂTURILE COVALENTE

Când anumiți atomi se combină spre a forma o substanță solidă, ei se aranjează într-o structură determinată, numită cristalină. Atomii din structura cristalină sunt menținuți laolaltă prin legături covalente, create prin interacțiunile dintre electronii lor de valență. Siliciul este o substanță cristalină.

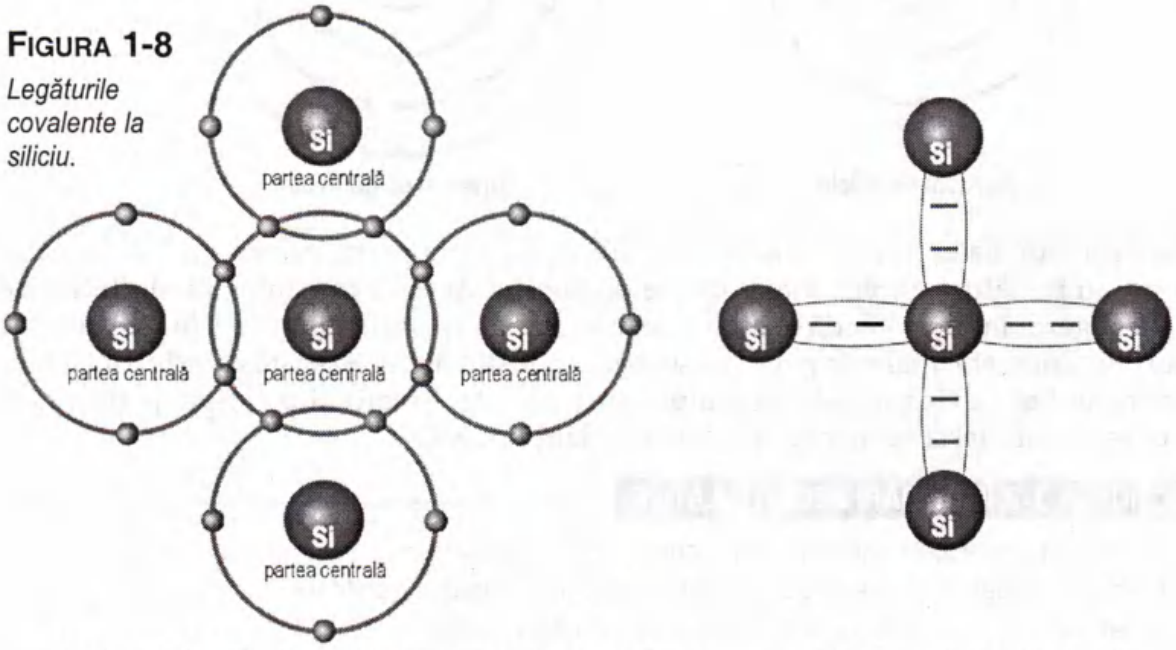
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să discutați despre legăturile covalente ale siliciului

- ▶Să definiți legătura covalentă
- ▶Să explicați în ce constă legătura covalentă
- ▶Să explicați cum este format cristalul de siliciu

Figura 1-8 arată cum fiecare atom de siliciu se leagă de alți patru atomi adiacenți de siliciu pentru a forma un **cristal**. Atomul de siliciu pune în comun fiecare dintre cei patru electroni de valență ai săi cu câte un electron de valență al fiecăruia dintre cei patru atomi învecinați. Aceasta face ca fiecare atom să dispună de opt electroni de valență, ceea ce îi conferă stabilitate din punct de vedere chimic. Punerea în comun a electronilor de valență formează legături **covalente**, care mențin atomii uniți; fiecare electron comun este atras în mod egal de cei doi atomi pe care îi leagă. Fig. 1-9 prezintă legăturile covalente în cazul unui cristal de siliciu intrinsec. Un cristal **intrinsec** este acela care nu conține impurități. La germaniu, legăturile covalente sunt similare, deoarece electronii de valență sunt tot în număr de patru.

FIGURA 1-8
Legăturile covalente la siliciu.



(a) Atomul central pune în comun câte un electron cu fiecare dintre cei patru atomi din jurul său, creând cu fiecare dintre ei câte o legătură covalentă. Atomii din jur sunt legați, la rândul lor, de alți atomi ș.a.m.d.

(b) Diagrama de legături. Liniuțele reprezintă electronii de valență utilizați în comun.

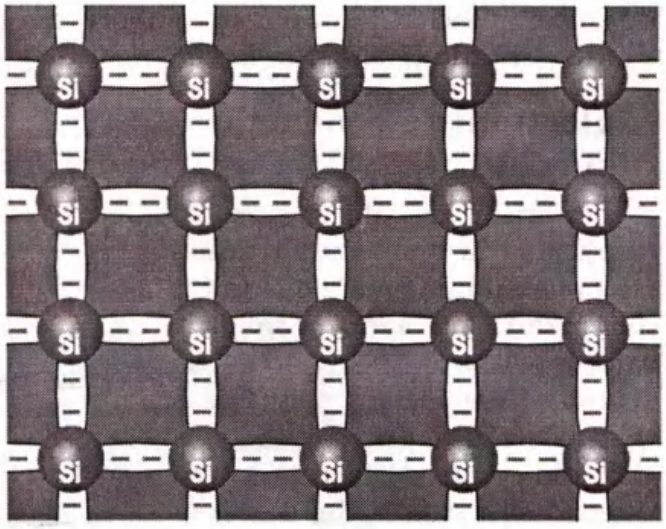


FIGURA 1-9
Legăturile covalente formează o structură cristalină.

SECȚIUNEA 1-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cum se formează legăturile covalente?
2. Ce înseamnă *intrinsec*?
3. Ce este un cristal?
4. Câți electroni de valență are, de fapt, fiecare atom dintr-un cristal de siliciu?

1-4 CONDUCȚIA ÎN SEMICONDUCTOARE

Este important să știm în ce mod are loc conducția curentului electric într-un material pentru a putea înțelege cum funcționează dispozitivele electronice. Nu veți putea înțelege în profunzime funcționarea unor dispozitive ca diodele sau tranzistoarele fără a cunoaște fundamentul fenomenelor ce au loc. Din această secțiune veți afla cum are loc conducția în materialele semiconductoare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți modul de generare a curentului în semiconductoare

- Să definiți *electronii de conducție*
- Să definiți *golurile*
- Să explicați ce este o pereche electron-gol
- Să explicați ce este recombinarea
- Să explicați deosebirile dintre curentul de electroni și curentul de goluri

După cum ați învățat, electronii unui atom se pot afla numai în cadrul unor benzi energetice prestabilite. Fiecare pătură ce înconjoară nucleul corespunde unei anumite benzi energetice și este separată de păturile adiacente ei prin benzi interzise, în care nu pot exista electroni. Această situație este reprezentată în fig. 1-10 pentru cazul unui atom

de siliciu neexcitat (nesupus unui aport energetic din exterior – căldură, de exemplu). Asemenea condiții ar exista în fapt *numai* la temperatura de 0 K (zero absolut).

Electroni de conducție și goluri

Un cristal de siliciu intrinsec (pur), aflat la temperatura camerei, preia căldură (energie termică) din mediul ambiant, permițând câtorva electroni de valență să acumuleze suficientă energie pentru a face saltul, prin banda interzisă, din banda de valență în cea de conducție și să devină electroni liberi, nelegați de nici un atom, cu deplasare haotică. Electronii liberi mai sunt denumiți **electroni de conducție**. Situația descrisă este reprezentată în diagrama de energie din fig. 1-11 (a) și în cea de legături din fig. 1-11 (b).

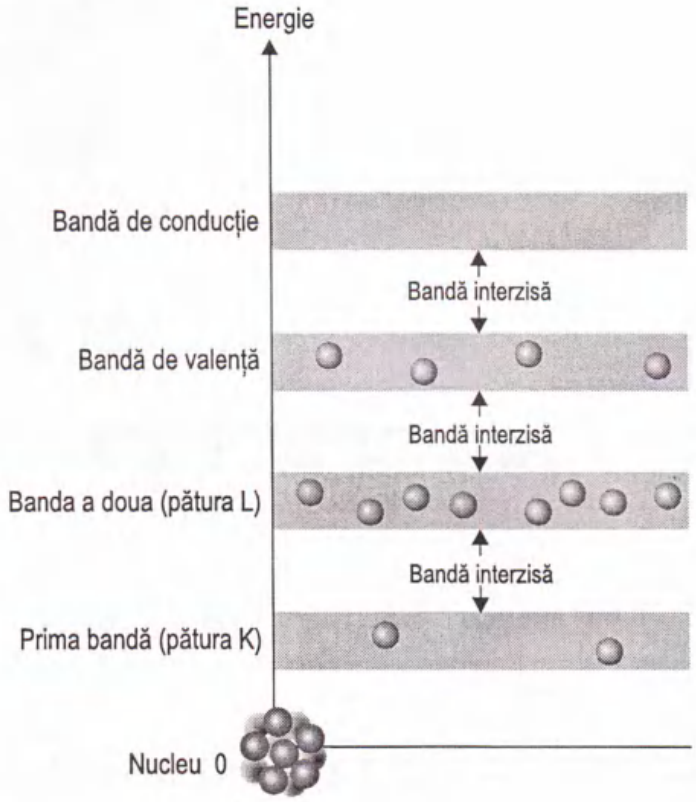
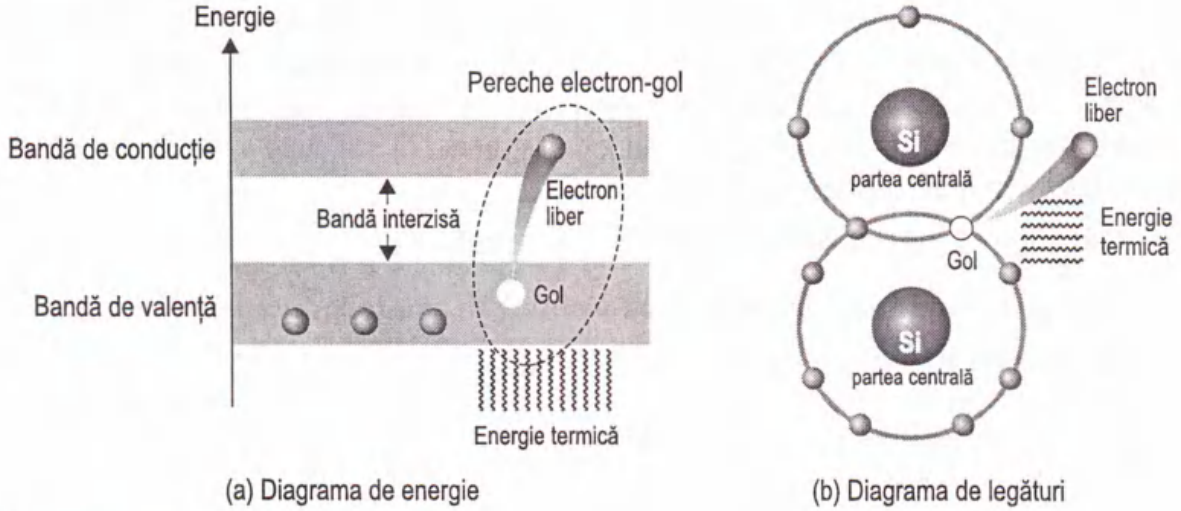


FIGURA 1-10

Diagrama benzilor de energie în cazul unui atom de siliciu neexcitat. În banda de conducție nu se află nici un electron.



(a) Diagrama de energie

(b) Diagrama de legături

FIGURA 1-11

Generarea unei perechi electron-gol într-un atom de siliciu excitat. Electronii din banda de conducție sunt electroni liberi.

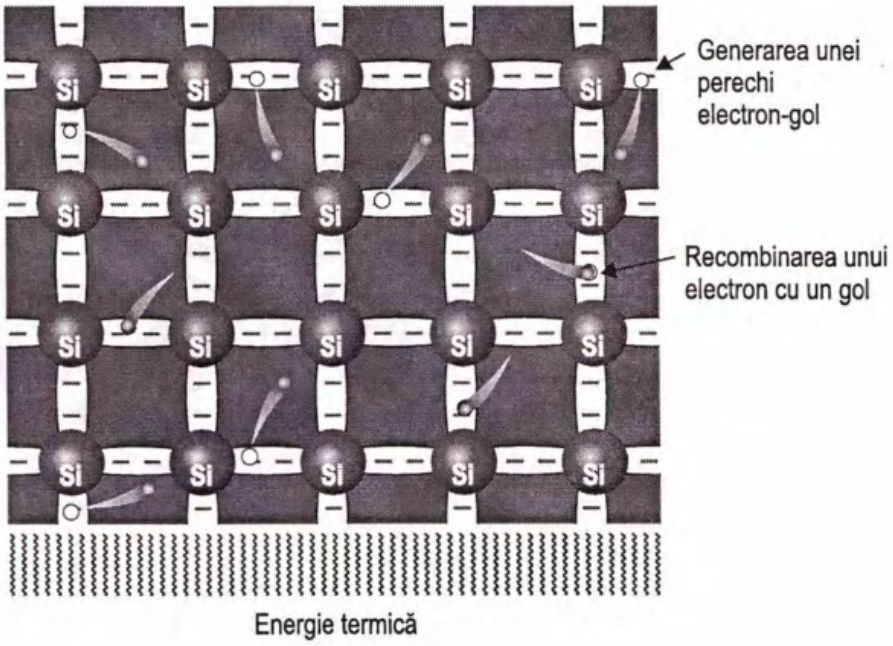
Când un electron face saltul în banda de conducție, locul său din banda de valență rămâne liber. Acest loc liber se numește **gol**. Pentru fiecare electron transferat în banda

de conducție de către energia din exterior, în banda de valență rămâne un loc liber, creându-se așa-numitele **perechi electron-gol**. **Recombinarea** are loc când un electron din banda de conducție pierde din energie și revine într-un gol din banda de valență.

În concluzie, într-o aschie de siliciu intrinsec la temperatura camerei există în orice moment un anumit număr de electroni situați în banda de conducție (liberi), nelegați de nici un atom, și care, în principiu, se deplasează haotic prin întreg materialul. În banda de valență există același număr de goluri, create în urma transferării electronilor în banda de conducție. Fenomenul este ilustrat în fig. 1-12.

FIGURA 1-12

Perechi electron-gol într-un cristal de siliciu. În permanență se generează electroni liberi, în timp ce alții se recombină cu golurile.

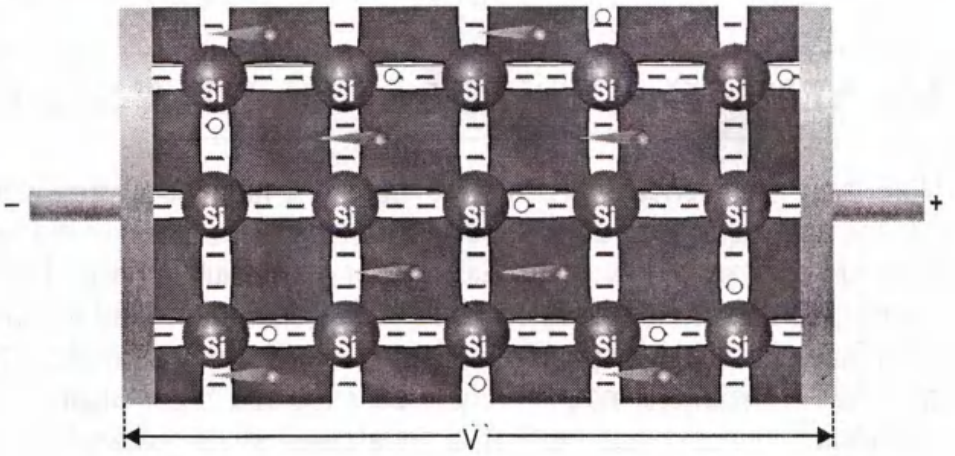


Curenții de electroni și goluri

Dacă la capetele unei aschii de siliciu intrinsec se aplică o tensiune, ca în fig. 1-13, electronii liberi, generați termic în banda de conducție și aflați în mișcare haotică prin structura cristalină, sunt atrași fără dificultate către capătul pozitiv. Această deplasare a electronilor liberi reprezintă unul dintre tipurile de curent care pot circula printr-un material semiconductor, denumit *curent de electroni*.

FIGURA 1-13

Curentul de electroni dintr-o aşchie de siliciu intrinsec se produce prin deplasarea electronilor liberi, generați termic.



Un alt tip de curent circulă la nivelul benzii de valență, unde se află golurile create de electronii deveniți liberi. Electronii din banda de valență rămân legați de atomi, neputându-se mișca haotic prin structura cristalină, asemenea electronilor liberi. Totuși, electronii de valență se pot deplasa, cu o mică variație a energiei lor, către golurile cele mai apropiate, creând astfel câte un gol în poziția din care au plecat. Practic, golurile se deplasează prin structura cristalină, așa cum este ilustrat în fig. 1-14. Fenomenul poartă numele de *curent de goluri*.

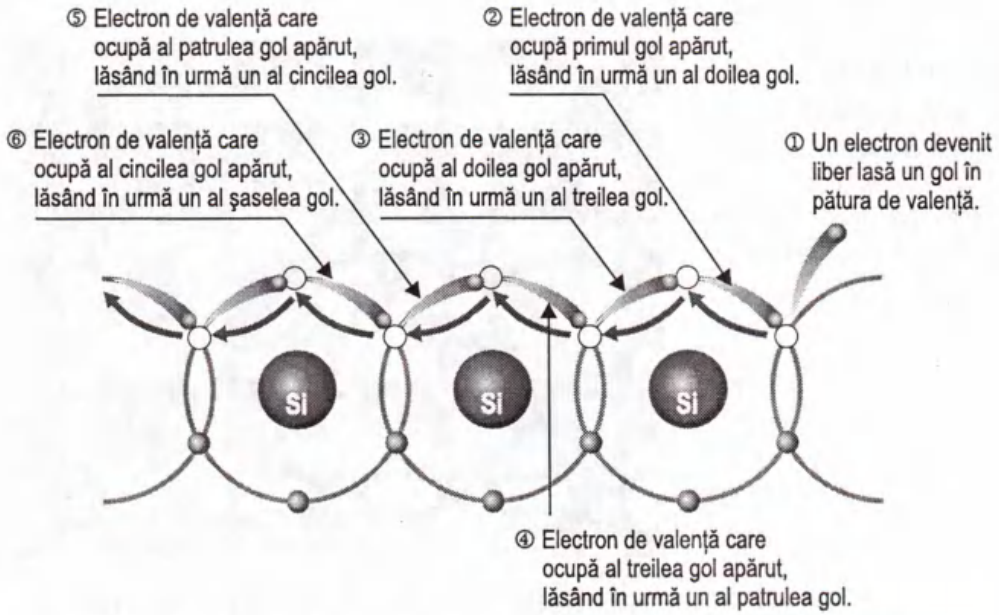


FIGURA 1-14
Curent de goluri în siliciu intrinsec.

Când un electron de valență se deplasează de la stânga la dreapta pentru a ocupa un gol, lăsând în urmă alt gol, golul se deplasează practic de la dreapta la stânga.

SECȚIUNEA 1-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Unde se găsesc electronii liberi, în banda de valență sau în cea de conducție?
2. Care dintre electronii unei substanțe sunt implicați în producerea curentului?
3. Ce sunt golurile?
4. La ce nivel energetic se produce curentul de goluri?

1-5 SEMICONDUCTOARE DE TIP *N* ȘI DE TIP *P*

Materialele semiconductoare în stare intrinsecă nu conduc prea bine curentul și nu-și găsesc aplicații. Cauza este numărul limitat de electroni liberi din banda de conducție și de goluri din banda de valență. Siliciul (sau germaniul) intrinsec trebuie prelucrat, mărindu-se numărul de electroni liberi și de goluri, pentru a-i ameliora conductivitatea și a-l face utilizabil în dispozitivele electronice. Aceasta se realizează prin adăugarea de impurități în materialul intrinsec, după cum veți afla în continuare. Toate dispozitivele electronice se realizează pe baza a două categorii de materiale semiconductoare extrinseci (impurificate): de tip *n* și de tip *p*.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți proprietățile semiconductoarelor de tip *n* și de tip *p*

- Să definiți *doparea*
- Să explicați cum se realizează semiconductoarele de tip *n*
- Să explicați cum se realizează semiconductoarele de tip *p*
- Să definiți *purtătorii majoritari* și *purtătorii minoritari*

Doparea

Conductivitatea siliciului sau germaniului poată fi ameliorată substanțial prin introducerea controlată a unor impurități în materialul semiconductor intrinsec (pur). Acest procedeu, numit **dopare**, duce la creșterea numărului de purtători de curent (electroni sau goluri). Cele două tipuri de impurificare sunt *n* și *p*.

Semiconductoare de tip *n*

Pentru a mări numărul de electroni din banda de conducție din siliciul intrinsec, impurificarea se face adăugând atomi **pentavalenți**. Aceștia au cinci electroni de valență – atomi de arseniu (As), fosfor (P), bismut (Bi) sau stibiu (Sb).

După cum arată figura 1-15, fiecare atom pentavalent (stibiu, în cazul de față) formează legături covalente cu cei patru atomi de siliciu din jurul său. Patru dintre electronii de valență ai atomului de stibiu formează legături covalente cu atomii de siliciu, iar al cincilea electron al stibiului rămâne nelegat. Acest electron suplimentar devine electron de conducție întrucât nu se atașează nici unui atom. Deoarece atomul pentavalent furnizează un electron suplimentar, este numit adesea *atom donor*. Numărul de electroni de conducție poate fi controlat cu precizie prin numărul atomilor de impurificare adăugați în siliciu. Electronului de conducție creat printr-un asemenea procedeu de dopare nu îi corespunde un gol în banda de valență deoarece el constituie un surplus față de numărul de electroni necesar pentru completarea acesteia.

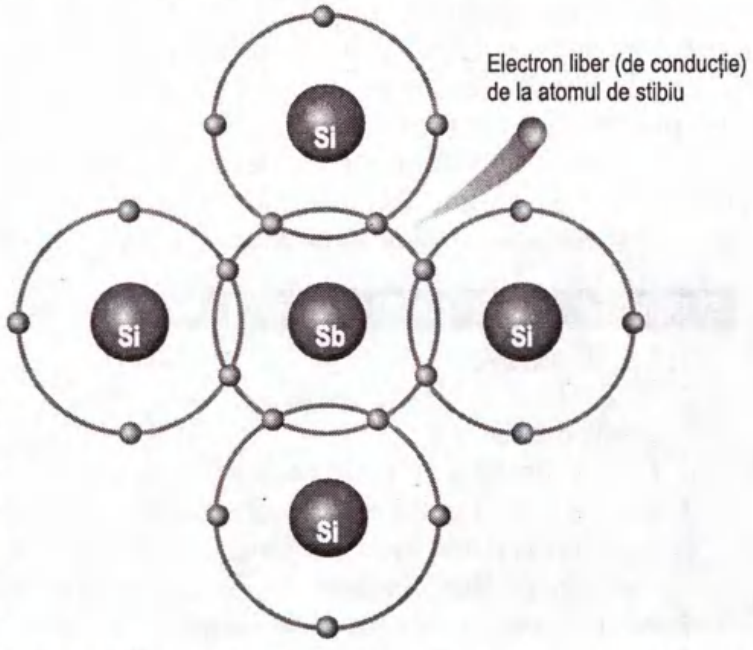


FIGURA 1-15

Atom de impurificare pentavalent într-o structură cristalină de siliciu. În centru se găsește un atom de impurificare de stibiu (Sb). Electronul supranumerar al atomului de Sb devine electron liber.

Purtătorii majoritari și minoritari

Întrucât majoritatea purtătorilor de curent este constituită din electroni, siliciul (sau germaniul) dopat cu atomi pentavalenți este un material semiconductor de tip *n* (*n* de la *n*egativă – sarcina electronului). Într-un material de tip *n*, electronii sunt **purtătorii majoritari**. Deși majoritatea purtătorilor de curent într-un material de tip *n* sunt electronii, se creează și câteva goluri în urma generării termice a

perechilor electron-gol. Aceste goluri *nu* apar ca rezultat al adăugării de atomi de impurificare pentavalenți. Într-un material de tip *n*, golurile sunt **purtătorii minoritari.**

Semiconductoare de tip *p*

Pentru a mări numărul de goluri din siliciul intrinsec se adaugă atomi de impurificare **trivalenți**. Aceștia sunt atomi cu trei electroni de valență – aluminiu (Al), bor (B), indiu (In) și galiu (Ga). După cum se vede în fig. 1-16, fiecare atom trivalent (de bor, în cazul acesta) formează legături covalente cu cei patru atomi adiacenți de siliciu. Toți cei trei electroni de valență ai atomului de bor participă la legături; dar întrucât sunt necesari patru electroni, pentru fiecare atom trivalent adăugat apare câte un gol. Deoarece atomul trivalent poate prelua un electron, este numit adesea *atom acceptor*. Numărul de goluri poate fi controlat cu precizie prin numărul atomilor de impurificare trivalenți adăugați în siliciu. Unui gol creat printr-un asemenea procedeu de dopare nu îi corespunde un electron de conducție (liber).

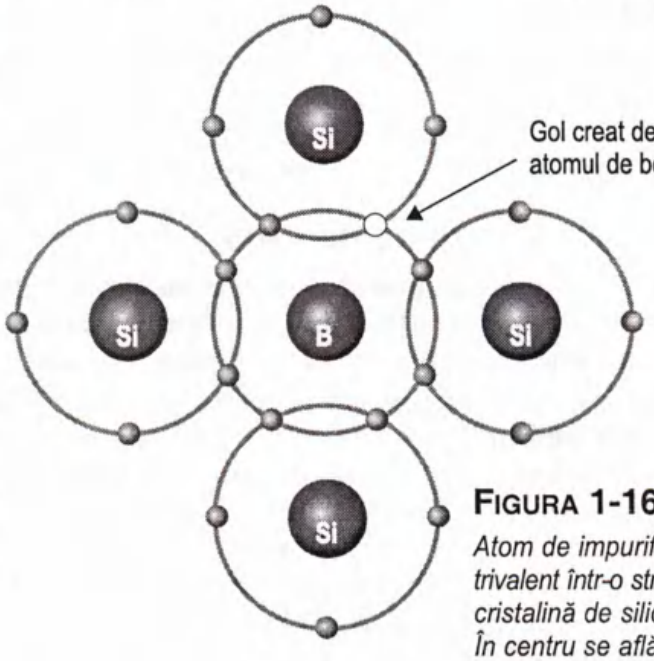


FIGURA 1-16
Atom de impurificare trivalent într-o structură cristalină de siliciu. În centru se află un atom de bor (B).

Purtătorii majoritari și minoritari Întrucât majoritatea purtătorilor de curent este constituită din goluri, siliciul (sau germaniul) dopat cu atomi trivalenți este un material semiconductor de tip *p*. Golurile pot fi considerate sarcini pozitive deoarece absența unui electron are ca rezultat o sarcină pozitivă a întregului atom. Într-un material de tip *p*, golurile sunt purtătorii majoritari. Deși majoritatea purtătorilor de curent într-un material de tip *p* sunt golurile, există și câțiva electroni liberi, rezultați în urma generării termice a perechilor electron-gol. Acești electroni liberi *nu* sunt rezultatul adăugării de atomi de impurificare trivalenți. Într-un material de tip *p*, electronii sunt purtătorii minoritari.

SECȚIUNEA 1-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Definiți *doparea*.
2. Care este deosebirea dintre un atom pentavalent și unul trivalent? Cum mai sunt denumiți acești atomi?
3. Cum se formează un semiconductor de tip *n*?
4. Cum se formează un semiconductor de tip *p*?
5. Care sunt purtătorii majoritari într-un semiconductor de tip *n*?
6. Care sunt purtătorii majoritari într-un semiconductor de tip *p*?
7. Prin ce procedeu se generează purtătorii majoritari?
8. Prin ce procedeu se generează purtătorii minoritari?
9. Care este deosebirea dintre semiconductoarele intrinseci și cele extrinseci?

1-6 JONCȚIUNEA *PN*

Dacă dopăm jumătate dintr-o așchie de siliciu cu impurități trivalente, iar cealaltă jumătate cu impurități pentavalente, între cele două porțiuni care rezultă, una de tip *p*, iar cealaltă de tip *n*, se formează o zonă de trecere numită joncțiune *pn*. Joncțiunea *pn* stă la baza funcționării diodelor, a tranzistoarelor și a altor dispozitive. Următoarele două secțiuni vă pun la dispoziție cunoștințele de bază necesare pentru abordarea secțiunii 1-9, despre diode.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți o joncțiune *pn* și modul în care se realizează

- Să comentați modul de difuzie într-o joncțiune *pn*
- Să explicați formarea regiunii golite
- Să definiți *potențialul de barieră* și să comentați semnificația lui
- Să menționați valorile potențialului de barieră pentru siliciu și germaniu

Un semiconductor de tip *p* conține atomi de siliciu și atomi de impurificare trivalenți, ca borul. Atomul de bor generează un gol când formează legături covalente cu atomii de siliciu. Însă având în vedere că numărul electronilor este egal cu cel al protonilor în toată masa materialului, acesta rămâne neutru, sarcina rezultantă fiind nulă.

Siliciul de tip *n* conține atomi de siliciu și atomi de impurificare pentavalenți, ca stibiul. După cum ați învățat, un atom de impurificare eliberează un electron atunci când se leagă de patru atomi de siliciu. Dar fiindcă numărul de protoni și de electroni (inclusiv electronii liberi) este același în toată masa materialului, sarcina rezultantă a acestuia este zero și materialul rămâne neutru.

Dacă se dopează o așchie de siliciu astfel încât jumătate din ea să devină de tip *n*, iar cealaltă jumătate – de tip *p*, între cele două regiuni apare o **joncțiune *pn***, cum se arată în fig. 1-17. Regiunea de tip *p* are multe goluri (sunt purtătorii majoritari), datorită atomilor de impurificare, și doar câțiva electroni liberi generați termic (purtătorii minoritari). Regiunea de tip *n* are mulți electroni liberi (purtători majoritari), datorită atomilor de impurificare, și numai câteva goluri generate termic (purtătorii minoritari).

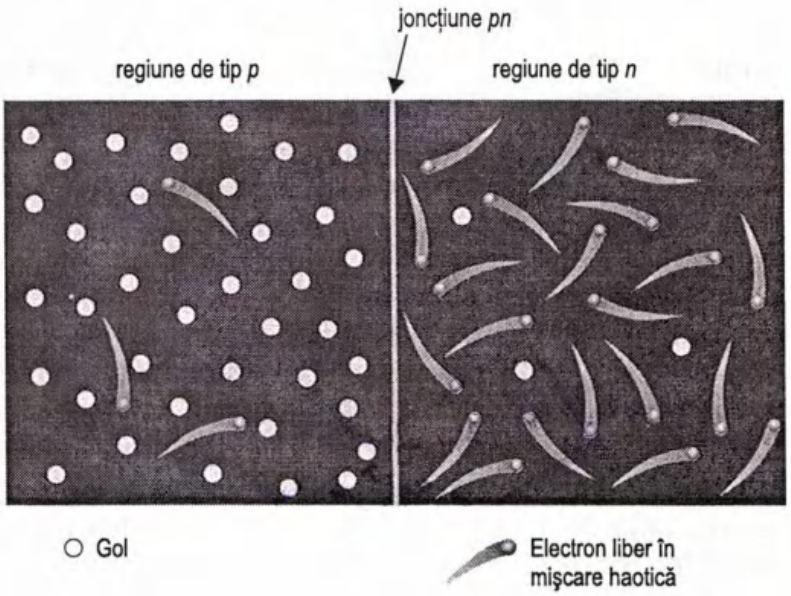


FIGURA 1-17

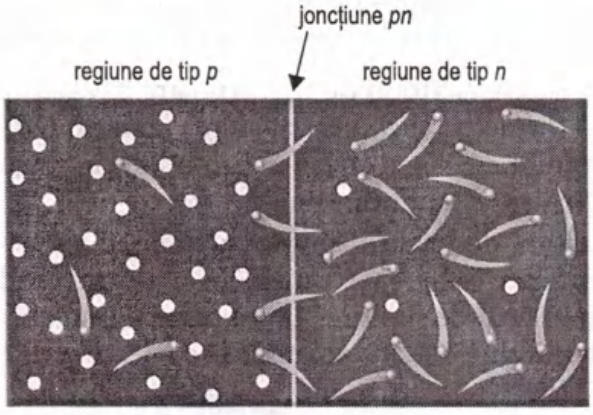
Structura pn inițială, din momentul formării joncțiunii, fiind reprezentați doar purtătorii majoritari și minoritari.

Formarea regiunii golite

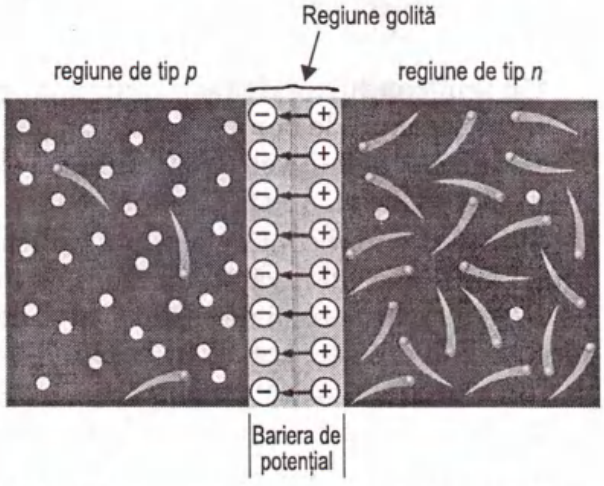
Am văzut că electronii liberi din regiunea *n* se deplasează dezordonat, în toate direcțiile. La momentul formării joncțiunii *pn*, electronii liberi din vecinătatea acesteia, din regiunea *n*, încep să difuzeze, traversând joncțiunea, spre regiunea *p*, unde se combină cu golurile din vecinătatea joncțiunii, după cum vedeți în fig. 1-18(a).

Amintiți-vă că înainte de formarea joncțiunii *pn*, materialul de tip *n* conține un număr egal de electroni și protoni, fiind neutru din punct de vedere electric. Afirmația este valabilă și pentru materialul de tip *p*.

La formarea joncțiunii *pn*, regiunea *n* pierde electroni liberi, pe măsură ce aceștia difuzează prin joncțiune. Se creează astfel un spațiu încărcat cu sarcini pozitive (ioni pentavalenți) în vecinătatea joncțiunii. Pe măsură ce electronii traversează joncțiunea, numărul de goluri din regiunea *p* scade, întrucât electronii se combină cu golurile. Din această cauză, în vecinătatea joncțiunii apare un spațiu încărcat cu sarcini negative (ioni trivalenți). Cele două zone cu sarcini pozitive și, respectiv, negative formează **regiunea golită**, ca în fig. 1-18(b). Cuvântul *golită* sugerează faptul că regiunea din vecinătatea joncțiunii *pn* este golită de *purtători de sarcină* (electroni și goluri) datorită difuziei prin joncțiune.



(a) În momentul formării joncțiunii, electronii liberi din regiunea de tip *n*, din vecinătatea joncțiunii încep să difuzeze prin joncțiune și să completeze golurile din regiunea de tip *p* a acesteia.



(b) Pentru fiecare electron ce difuzează prin joncțiune și se combină cu un gol se creează o sarcină pozitivă în regiunea de tip *n* și una negativă în regiunea de tip *p*, formându-se o barieră de potențial. Fenomenul se desfășoară până când tensiunea barierei se opune continuării difuziei.

FIGURA 1-18

Formarea regiunii golite.

După primul val de electroni liberi care traversează joncțiunea *pn*, regiunea golită se extinde până ce se stabilește un echilibru și difuzia electronilor prin joncțiune încetează. Iată cum se petrece fenomenul. Pe măsură ce electronii continuă să traverseze joncțiunea, în vecinătatea acesteia se creează din ce în ce mai multe sarcini pozitive și negative, formând regiunea golită. La un moment dat, sarcina negativă totală din regiunea golită împiedică alți electroni (particule cu sarcină negativă) să mai difuzeze în regiunea de tip *p* (vezi respingerea sarcinilor electrice) și procesul de difuzie încetează. Cu alte cuvinte, regiunea golită se comportă ca o barieră în calea continuării traversării joncțiunii de către electroni.

Imaginați-vă că regiunea golită se formează rapid și este foarte îngustă în comparație cu regiunile de tip *n* și *p*. Lățimea regiunii golite din fig. 1-18 este exagerată pentru o mai bună înțelegere.

Potențialul de barieră Ori de câte ori două sarcini electrice, una pozitivă și una negativă, se apropie, între ele acționează o forță descrisă de legea lui Coulomb. În regiunea golită, de o parte și de cealaltă a joncțiunii *pn* există multe sarcini pozitive și, respectiv, negative. Forțele ce se manifestă între sarcinile de semne opuse creează un „câmp de forțe" numit *câmp electric*, reprezentat în fig. 1-18(b) de săgețile dintre sarcinile pozitive și negative. Acest câmp electric constituie o barieră pentru electronii liberi din regiunea de tip *n*, care trebuie să consume energie pentru a-l traversa. Prin urmare, pentru ca electronii să poată traversa bariera câmpului electric din regiunea golită trebuie să li se furnizeze energie din exterior.

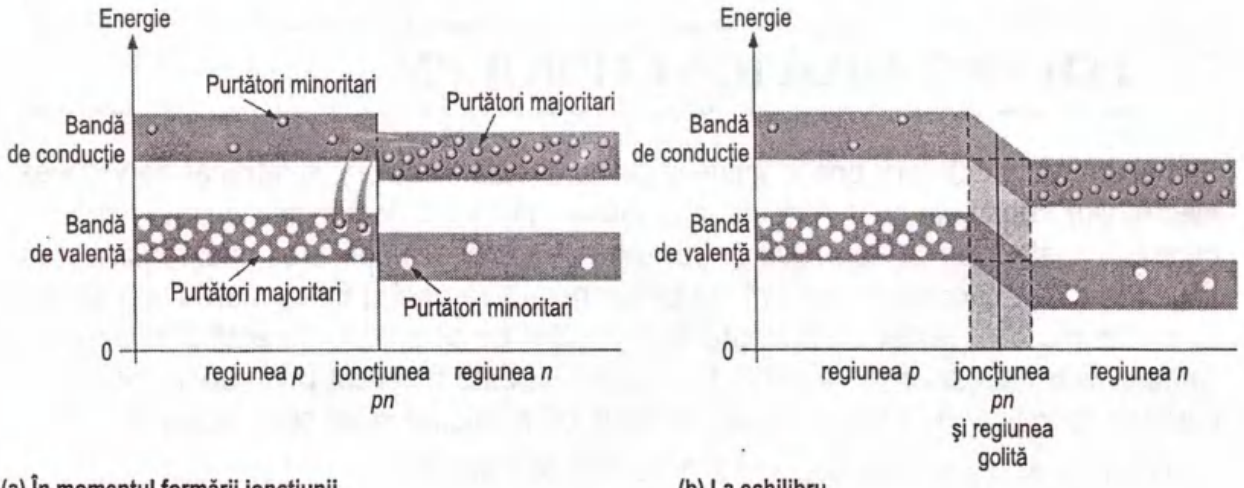
Diferența de potențial datorată câmpului electric din regiunea golită reprezintă cantitatea de energie necesară electronilor pentru a putea traversa câmpul electric. Această diferență de potențial se numește **potențial de barieră** și se exprimă în *volți*. Altfel spus, de o parte și de cealaltă a joncțiunii *pn* trebuie aplicată o anumită tensiune, cu polaritatea corectă și cu valoarea egală cu potențialul de barieră, pentru ca electronii să înceapă să circule prin joncțiune. Veți afla mai multe când vom discuta despre *polarizare*, în secțiunea 1-7.

Potențialul de barieră al unei joncțiuni *pn* depinde de câțiva factori, printre care: tipul materialului semiconductor, concentrația de impurități și temperatura. Potențialul de barieră tipic este de aproximativ 0,7 V pentru siliciu și 0,3 V pentru germaniu, la 25°C.

Diagramele de energie pentru joncțiunea *pn* și regiunea golită

Nivelurile energetice ale benzilor de valență și de conducție dintr-un semiconductor de tip *n* sunt ușor mai coborâte decât cele similare dintr-un semiconductor de tip *p*. Acest fapt se datorează caracteristicilor diferite ale atomilor de impurificare pentavalenți și trivalenți.

În fig. 1-19(a) este prezentată diagrama de energie aferentă unei joncțiuni *pn*, în momentul formării acesteia. Observați că benzile de valență și de conducție caracteristice regiunii de tip *n* au niveluri energetice mai scăzute decât corespondentele lor din regiunea de tip *p*, însă există și un domeniu semnificativ în care se suprapun.



(a) În momentul formării joncțiunii **(b) La echilibru**

FIGURA 1-19

Diagramele energetice ilustrând formarea joncțiunii pn și a regiunii golite.

Electronii liberi din regiunea *n*, situați în partea superioară a benzii de conducție din punctul de vedere al energiei lor pot difuza cu ușurință prin joncțiune (nu le este necesar un surplus de energie), devenind temporar electroni liberi situați în partea inferioară a benzii de conducție din regiunea *p*. După traversarea joncțiunii, electronii pierd rapid energie și sunt atrași de golurile din banda de valență a regiunii *p*, cum se vede în fig. 1-19(a).

Procesul de difuzie continuă, începe formarea regiunii golite, iar nivelul energetic al benzii de conducție din regiunea *n* scade în timp. Scăderea nivelului energetic al benzii de conducție din regiunea *n* se datorează pierderii electronilor cu energii înalte, care au difuzat în regiunea *p* prin joncțiune. În scurt timp, în banda de conducție din regiunea *n* nu vor mai exista electroni cu suficientă energie pentru a traversa joncțiunea spre banda de conducție a regiunii *p*, cum se poate deduce din alinierea limitei superioare a benzii de conducție din regiunea *n* cu limita inferioară a benzii de conducție din regiunea *p* (fig. 1-19(b)). În această stare, joncțiunea este la echilibru; regiunea golită are întinderea maximă, întrucât difuzia a încetat. Regiunii golite îi corespunde un gradient de energie care se manifestă ca un „obstacol" energetic pe care electronii din regiunea *n* trebuie să-l surmonteze pentru a ajunge în regiunea *p*.

Observați că, pe măsură ce nivelul energetic al benzii de conducție din regiunea *n* scade, coboară și nivelul energetic al benzii de valență. Energia necesară unui electron de valență pentru a deveni electron liber rămâne aceeași. Cu alte cuvinte, banda interzisă dintre benzile de valență și de conducție își păstrează lățimea.

SECȚIUNEA 1-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este o joncțiune *pn*?
2. Explicați fenomenul de difuzie.
3. Descrieți regiunea golită.
4. Explicați ce este potențialul de barieră și cum apare.
5. Care este valoarea tipică a potențialului de barieră pentru o joncțiune *pn* de siliciu?
6. Care este valoarea tipică a potențialului de barieră pentru o joncțiune *pn* de germaniu?

1-7 POLARIZAREA JONCȚIUNII *PN*

Știți acum că la echilibru prin joncțiunea *pn* nu circulă electroni; și întrucât deplasarea electronilor constituie un curent electric, înseamnă că prin joncțiunea *pn* nu circulă curentul. În electronică, termenul „polarizare" desemnează aplicarea unei tensiuni continue (de c.c.) în vederea realizării condițiilor necesare pentru funcționarea unui dispozitiv electronic. Joncțiunea *pn* acceptă două moduri de polarizare: directă și inversă. Oricare dintre aceste două moduri de polarizare poate fi aplicat prin conectarea la capetele joncțiunii *pn* a unei tensiuni continue cu o valoare și un sens adecvate.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să comentați polarizarea unei joncțiuni pn

- Să definiți *polarizarea directă*, expunând condițiile necesare acesteia
- Să definiți *polarizarea inversă*, expunând condițiile necesare acesteia

- Să comentați efectul potențialului de barieră în polarizarea directă
- Să explicați producerea curentului în polarizare directă
- Să explicați producerea curentului invers
- Să descrieți fenomenul de străpungere a joncțiunii *pn*
- Să explicați polarizarea directă și polarizarea inversă pe baza diagramelor de energie

Polarizarea directă

Pentru **polarizarea** unei joncțiuni *pn* se aplică din exterior, la capetele acesteia, o tensiune continuă. Polarizarea directă este modul de lucru în care joncțiunea *pn* permite trecerea curentului. Figura 1-20 prezintă o sursă de c.c. conectată prin intermediul unor materiale conductoare (cleme de conexiune și fire conductoare) la capetele unei joncțiuni *pn* astfel încât să se realizeze polarizarea directă. Tensiunea de polarizare aplicată din exterior este notată V_{POL}*. Rezistorul R limitează valoarea curentului pentru a nu deteriora structura *pn*.

Observați că borna negativă a tensiunii V_{POL} este conectată la regiunea *n* a joncțiunii *pn*, iar borna pozitivă este conectată la regiunea *p*. Aceasta este una dintre condițiile necesare pentru polarizarea directă. O a doua condiție este ca tensiunea de polarizare, V_{POL}, să fie mai mare decât potențialul de barieră.

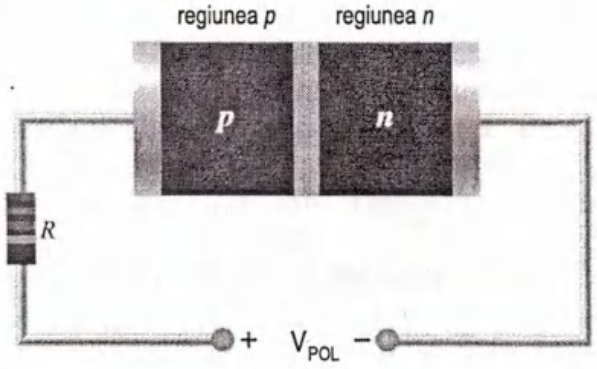


FIGURA 1-20

Joncțiune pn conectată în polarizare directă.

O ilustrare de principiu a fenomenelor ce se desfășoară în cazul polarizării directe a unei joncțiuni *pn* este prezentată în fig. 1-21. Deoarece sarcinile de același semn se resping, borna negativă a sursei de tensiune de polarizare „împinge" electronii liberi, care sunt purtătorii majoritari în regiunea *n*, către joncțiunea *pn*. Acest flux de electroni liberi este numit *curent de electroni*. Tot borna negativă a sursei produce și fluxul continuu de electroni prin conexiunea externă (fir conductor) către regiunea *n*, așa cum se poate vedea în imagine.

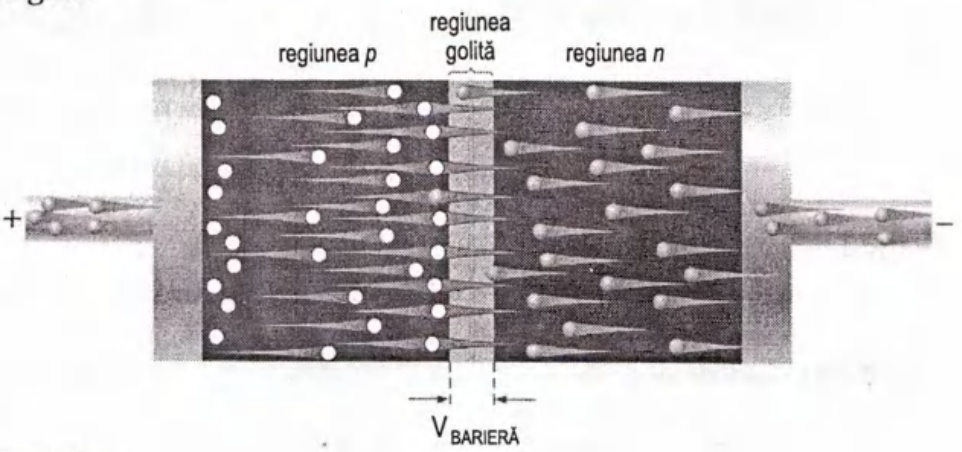


FIGURA 1-21

Joncțiune pn polarizată direct; se observă fluxul de purtători majoritari și tensiunea corespunzătoare potențialului de barieră de la limitele regiunii golite.

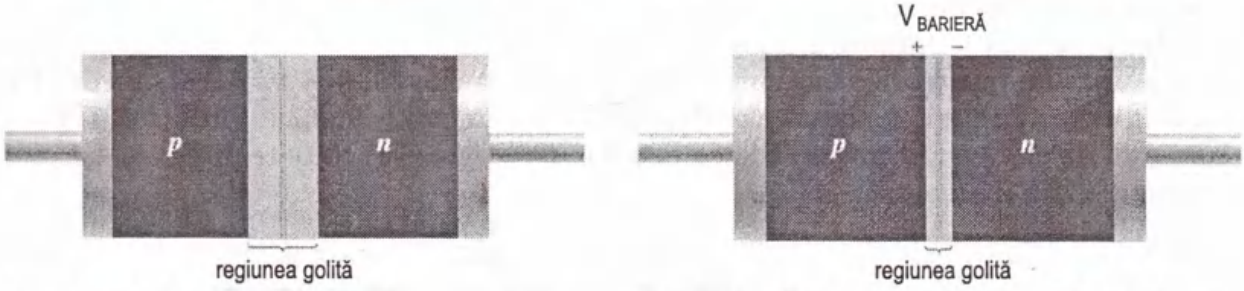
* Notată, în original, V_{BIAS}. (n. t.)

Sursa de tensiune de polarizare transferă electronilor liberi energie suficientă pentru ca ei să depășească potențialul de barieră din regiunea golită și să pătrundă în regiunea *p*. Când ajung acolo, acești electroni de conducție vor fi pierdut deja destulă energie pentru a se combina imediat cu golurile din banda de valență.

Acum, electronii se află în banda de valență a regiunii *p* din cauză că la trecerea peste potențialul barierei au pierdut prea multă energie pentru a mai putea rămâne în banda de conducție. Întrucât sarcinile de semne diferite se atrag, borna pozitivă a sursei de tensiune de polarizare atrage electronii de valență către capătul din stânga (în figură) al regiunii *p*. Golurile din regiunea *p* constituie mediul sau „calea" de propagare a acestor electroni de valență prin regiunea *p*. Electronii se deplasează de la un gol la următorul către stânga. Golurile, care sunt purtătorii majoritari în regiunea *p*, se deplasează efectiv (nu și real) la dreapta, către joncțiune, ca în fig. 1-21. Această deplasare *efectivă* a golurilor se numește *curent de goluri*. Mai puteți considera curentul de goluri ca un flux de electroni de valență prin regiunea *p*, unde golurile constituie singurul mijloc de deplasare al acestor electroni.

Pe măsură ce electronii părăsesc regiunea *p* prin conexiunea externă (fir conductor) și se îndreaptă către borna pozitivă a sursei de tensiune de polarizare, în urma lor rămân goluri în regiunea *p*; totodată, acești electroni devin electroni de conducție în firul metalic. Amintiți-vă că în conductoare banda de conducție și cea de valență se suprapun, astfel că un electron are nevoie de mult mai puțină energie pentru a deveni electron liber decât în semiconductoare. Deci există o sursă neîntreruptă de goluri ce se deplasează efectiv către joncțiunea *pn* pentru a se combina cu fluxul neîntrerupt de electroni ce traversează joncțiunea către regiunea *p*.

Efectul polarizării directe asupra regiunii golite Pe măsură ce numărul electronilor care pătrund în regiunea golită crește, numărul de ioni pozitivi scade. Pe măsură ce numărul golurilor care pătrund efectiv în regiunea golită, de cealaltă parte a joncțiunii *pn*, crește, numărul de ioni negativi scade. Reducerea numărului de ioni pozitivi și negativi în polarizare directă produce o îngustare a regiunii golite, ca în fig. 1-22.



(a) La echilibru (în absența polarizării)

(b) Polarizarea directă îngustează regiunea golită și produce la capetele joncțiunii *pn* o cădere de tensiune egală cu potențialul de barieră.

FIGURA 1-22

Regiunea golită se îngustează şi apare o cădere de tensiune la capetele unei joncțiuni pn polarizate direct.

Efectul potențialului de barieră la polarizarea directă Amintiți-vă că în regiunea golită, câmpul electric dintre ionii pozitivi și negativi situați de o parte și de cealaltă a joncțiunii creează o „culme energetică" de natură să împiedice electronii liberi să difuzeze prin joncțiune la echilibru (vezi fig. 1-19(b)). Aceasta este cunoscută drept *potențial de barieră*.

La polarizarea directă, electronii liberi primesc de la sursa de tensiune de polarizare suficientă energie ca să depășească potențialul de barieră, să „surmonteze", practic, culmea energetică și să traverseze regiunea golită. Energia necesară electronilor pentru a traversa regiunea golită este egală cu potențialul barierei. Cu alte cuvinte, electronii cedează o cantitate de energie echivalentă cu potențialul barierei, atunci când traversează regiunea golită. Această pierdere de energie are ca rezultat apariția unei căderi de tensiune pe joncțiunea *pn*, egală cu potențialul barierei (0,7 V la siliciu și 0,3 V la germaniu), ca în fig. 1-22(b). Pe regiunile *p* și *n* apar niște mici căderi suplimentare de tensiune datorită rezistenței interne a materialului. În cazul materialelor semiconductoare dopate, această rezistență, numită **rezistență dinamică**, este foarte mică și, de obicei, poate fi neglijată. Veți afla mai multe detalii în secțiunea 1-8.

Polarizarea inversă

Polarizarea inversă este metoda prin care curentul este împiedicat să străbată joncțiunea *pn*. Figura 1-23 prezintă o sursă de tensiune continuă, conectată la capetele unei joncțiuni *pn* astfel încât să o polarizeze invers. Tensiunea de polarizare externă este notată V_{POL}, ca și în cazul polarizării directe. Observați că borna pozitivă a V_{POL} este conectată la regiunea *n* a joncțiunii *pn*, iar borna negativă, la regiunea *p*. De asemenea, observați că lățimea regiunii golite este reprezentată ca fiind mai mare decât la polarizarea directă sau la echilibru.

Figura 1-24 ilustrează fenomenele ce au loc la polarizarea inversă a unei joncțiuni *pn*. Deoarece sarcinile de semne diferite se atrag, borna pozitivă a sursei de tensiune de polarizare „atrage" electronii liberi, care sunt purtătorii majoritari în regiunea *n*, în sensul îndepărtării de joncțiunea *pn*. Pe măsură ce electronii se deplasează către borna pozitivă a sursei de tensiune, apar ioni pozitivi suplimentari. Aceasta are ca rezultat creșterea în lățime a regiunii golite și o sărăcire în purtători majoritari.

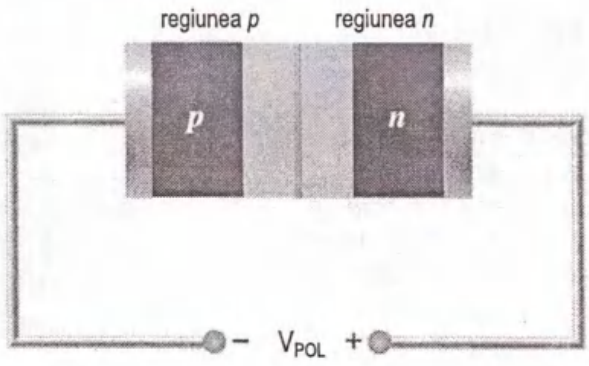


FIGURA 1-23
Joncțiune pn în polarizare inversă.

Electronii de la borna negativă a sursei de tensiune pătrund în regiunea *p* ca electroni de valență și se deplasează de la un gol la altul spre regiunea golită, unde creează un surplus de ioni negativi. Aceasta are ca rezultat o creștere a lățimii regiunii golite și o sărăcire în purtători majoritari. Fluxul de electroni de valență poate fi considerat și ca o deplasare a golurilor „atrase" către borna pozitivă.

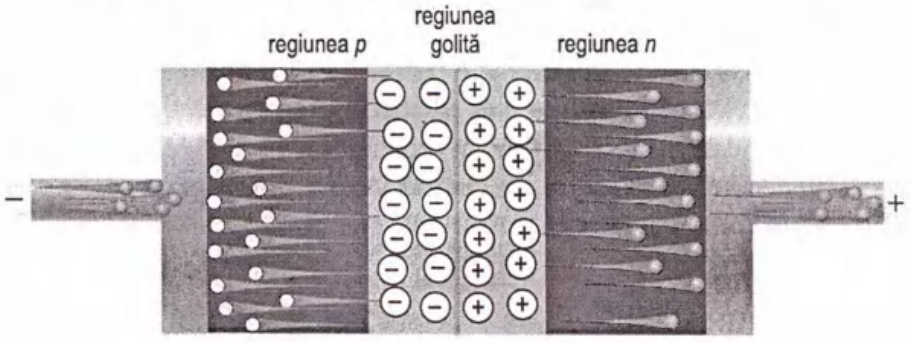


FIGURA 1-24
Joncțiunea pn în timpul perioadei scurte de tranziție imediat după aplicarea polarizării inverse.

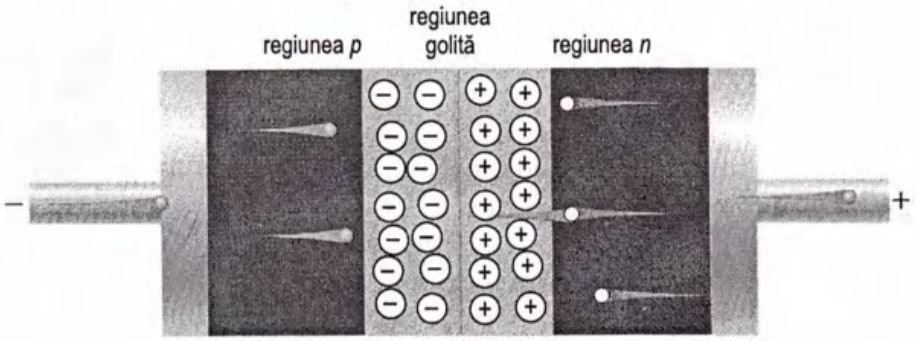
Fluxul inițial al purtătorilor de sarcină este tranzitoriu și durează doar scurt timp de la aplicarea tensiunii de polarizare inversă. Pe măsură ce regiunea golită se extinde, numărul purtătorilor de sarcină disponibili scade. Cu cât regiunile *n* și *p* devin mai sărace în purtători majoritari, câmpul electric dintre ionii negativi și cei pozitivi crește în intensitate până când potențialul aferent regiunii golite ajunge la valoarea tensiunii de polarizare, V_{POL}. Din acest moment, curentul de regim tranzitoriu dispare aproape complet, cu excepția unui curent invers foarte mic, de obicei neglijabil.

Curentul invers Curentul extrem de mic care continuă să circule în polarizare inversă după dispariția curentului de tranziție se datorează purtătorilor minoritari din regiunile *n* și *p*, rezultați în urma generării termice a perechilor electron-gol. Electronii liberi, în număr foarte mic în regiunea *p* (minoritari), sunt „împinși" către joncțiunea *pn* de tensiunea de polarizare negativă. Când acești electroni ajung în regiunea golită, extinsă, ei „coboară culmea energetică", se combină, ca electroni de valență, cu golurile minoritare ale regiunii *n* și se deplasează către borna pozitivă a tensiunii de polarizare, generând un mic curent de goluri.

Nivelul energetic al benzii de conducție din regiunea *p* este mai ridicat decât cel al benzii de conducție din regiunea *n*. Ca urmare, electronii minoritari traversează cu ușurință regiunea golită întrucât nu le este necesar un surplus energetic. Curentul invers este ilustrat în fig. 1-25.

FIGURA 1-25

Curentul invers, extrem de mic, caracteristic joncțiunii pn polarizate invers se datorează purtătorilor minoritari apăruți în urma generării termice a perechilor electron-gol.



Străpungerea în polarizare inversă În mod normal, curentul invers este atât de mic încât poate fi neglijat. Dar dacă tensiunea de polarizare inversă aplicată din exterior crește până la o valoare numită *tensiune de străpungere*, curentul invers crește substanțial.

Iată ce se întâmplă. Tensiunea mare de polarizare inversă furnizează energie electronilor liberi minoritari, iar aceștia, fiind accelerați în regiunea *p*, se ciocnesc cu atomi cu suficientă energie pentru a arunca electronii de valență de pe orbitele lor în banda de conducție. Electronii de conducție nou creați au nivelul energetic de asemenea ridicat și reiau procesul. Dacă un electron în mișcare prin regiunea *p* dislocă doar alți doi electroni de pe orbitele de valență, numărul de electroni de conducție se multiplică rapid. Când acești electroni de înaltă energie traversează regiunea golită, le rămâne suficientă energie pentru a străbate regiunea *n* ca electroni de conducție, în loc să se combine cu golurile.

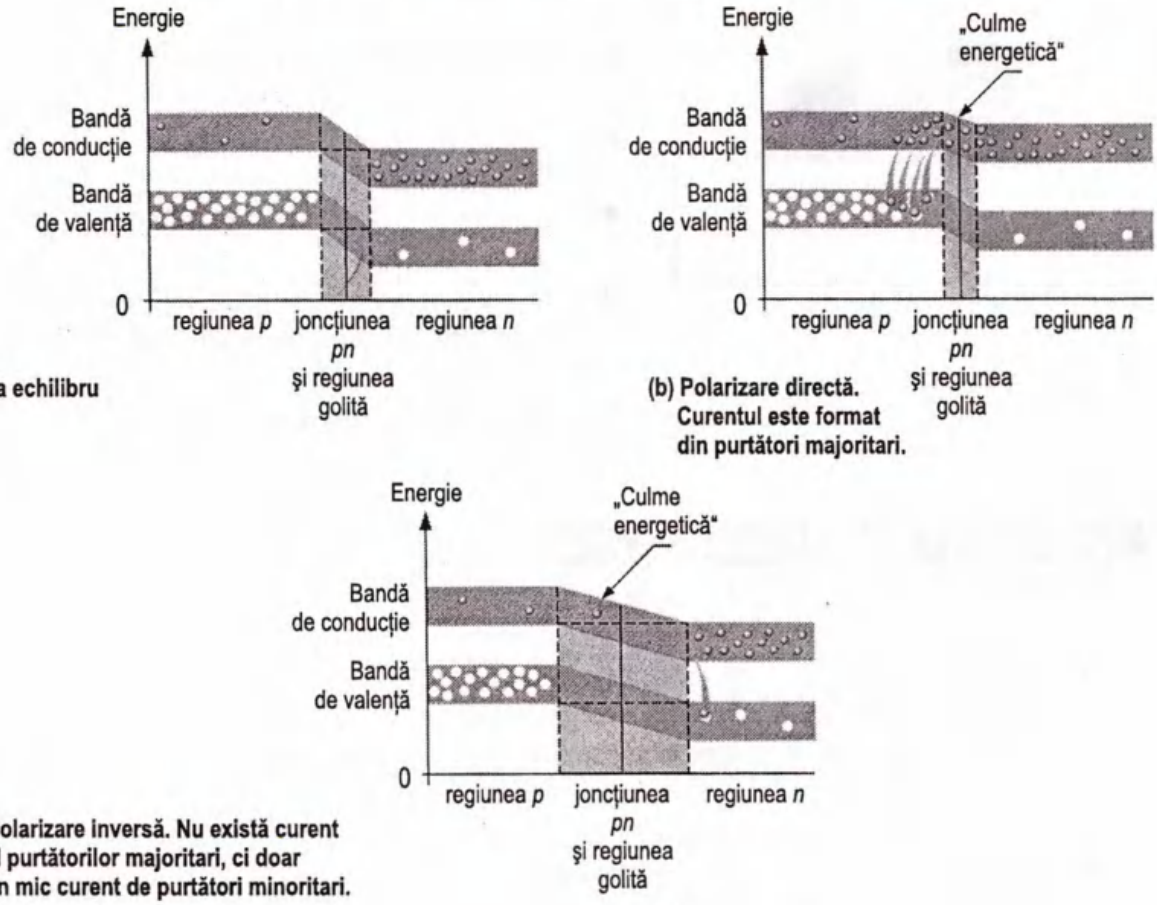
Multiplicarea electronilor de conducție în modul prezentat anterior se numește **în avalanșă** și are ca rezultat un curent invers foarte mare, care poate deteriora structura *pn* din cauza disipării de căldură în exces.

Diagramele de energie în polarizare directă și inversă

Amintiți-vă că la echilibru (în absența polarizării) benzile de conducție ale regiunilor *n* și *p* nu se suprapun din punctul de vedere al nivelurilor energetice. Condiția de echilibru este reluată în fig. 1-26(a). Nici unul dintre electronii liberi din regiunea *n* nu dispune de suficientă energie pentru a traversa joncțiunea *pn* către regiunea *p*.

La polarizarea directă a joncțiunii *pn*, nivelul energetic al benzii de conducție din regiunea *n* crește până la suprapunerea cu banda de conducție din regiunea *p*. Numeroși electroni liberi dispun de suficientă energie pentru a surmonta „culmea energetică" și a pătrunde în regiunea *p*, unde se combină cu golurile din banda de valență. Polarizarea directă este ilustrată de diagrama de energie din fig. 1-26(b).

La polarizarea inversă a joncțiunii *pn*, banda de conducție din regiunea *n* rămâne la un nivel energetic care împiedică pătrunderea electronilor liberi în regiunea *p*. În banda de conducție a regiunii *p* se află doar câțiva electroni liberi, care coboară cu ușurință „culmea energetică" spre regiunea *n*, unde se combină cu golurile minoritare din banda de valență. Acest curent invers este extrem de mic în comparație cu curentul în polarizare directă și în mod normal poate fi neglijat. Figura 1-26(c) ilustrează polarizarea inversă.



(a) La echilibru

(b) Polarizare directă. Curentul este format din purtători majoritari.

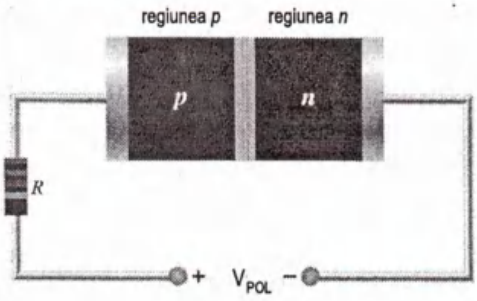
(c) Polarizare inversă. Nu există curent al purtătorilor majoritari, ci doar un mic curent de purtători minoritari.

FIGURA 1-26

Diagramele de energie pentru joncțiunea pn la echilibru, în polarizare directă și în polarizare inversă.

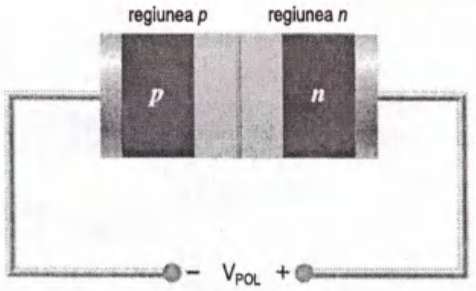
Polarizarea joncțiunii *pn* – rezumat

Polarizare directă: permite trecerea curentului



- Conectarea la polarizarea directă: plus la regiunea *p*; minus la regiunea *n*.
- Tensiunea de polarizare trebuie să fie mai mare decât potențialul barierei.
- Potențialul de barieră: 0,7 V pentru siliciu; 0,3 V pentru germaniu.
- Purtătorii majoritari formează curentul direct.
- Purtătorii majoritari se deplasează către joncțiunea *pn*.
- Regiunea golită se îngustează.

Polarizare inversă: nu permite trecerea curentului



- Conectarea la polarizarea inversă: plus la regiunea *n*; minus la regiunea *p*.
- Tensiunea de polarizare trebuie să fie mai mică decât tensiunea de străpungere.
- Purtătorii minoritari formează un mic curent invers.
- Purtătorii majoritari se deplasează în sensul îndepărtării de joncțiunea *pn*, în scurtul interval de regim tranzitoriu.
- Crește lățimea regiunii golite.

SECȚIUNEA 1-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Descrieți polarizarea directă a joncțiunii *pn*.
2. Explicați cum se polarizează direct o joncțiune *pn*.
3. Descrieți polarizarea inversă a joncțiunii *pn*.
4. Explicați cum se polarizează invers o joncțiune *pn*.
5. Comparați caracteristicile regiunii golite în polarizare directă și inversă.
6. În ce mod de polarizare se generează un curent de purtători majoritari?
7. Cum se produce curentul invers într-o joncțiune *pn*?
8. Când are loc străpungerea unei joncțiuni *pn*?
9. Definiți *avalanșa* cu referire la joncțiunile *pn*.

1-8 CARACTERISTICILE CURENT-TENSIUNE ALE JONCȚIUNII *PN*

Am arătat că polarizarea directă a joncțiunii *pn* permite trecerea curentului, iar polarizarea inversă o împiedică, excepție făcând un curent invers neglijabil. În polarizare inversă, curentul nu circulă atâta timp cât tensiunea de polarizare inversă nu este mai mare sau egală cu tensiunea de străpungere a joncțiunii. În această secțiune vom studia mai amănunțit, în reprezentare grafică, relațiile tensiune-curent ce caracterizează joncțiunea *pn*.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați caracteristica curent-tensiune (*I-V*) a unei joncțiuni *pn*

- ▶ Să explicați domeniul de polarizare directă al caracteristicii *I-V*
- ▶ Să explicați domeniul de polarizare inversă al caracteristicii *I-V*
- ▶ Să identificați potențialul de barieră
- ▶ Să identificați tensiunea de străpungere
- ▶ Să comentați efectele temperaturii asupra joncțiunii *pn*

Caracteristica *I-V* la polarizarea directă

După cum ați învățat, la aplicarea unei tensiuni de polarizare directă unei joncțiuni *pn*, prin joncțiune circulă un curent. Acesta este numit *curent direct* și se notează I_F*. Figura 1-27 arată ce se întâmplă când tensiunea de polarizare directă crește de la zero spre valori pozitive. Rezistorul are rolul de a limita curentul direct la o valoare care nu produce supraîncălzirea joncțiunii *pn* și deteriorarea ei.

La tensiunea de 0 V la capetele joncțiunii *pn*, nu există curent direct, după cum indică fig. 1-27(a). Pe măsură ce creșteți tensiunea de polarizare, curentul direct și căderea de tensiune pe joncțiune cresc treptat, ca în fig. 1-27(b). O fracțiune din tensiunea de polarizare aplicată cade pe rezistorul de limitare. Când tensiunea de polarizare aplicată atinge o valoare pentru care căderea de tensiune pe joncțiune este de aproximativ 0,7 V (potențialul barierei), curentul direct începe să crească rapid.

Dacă veți continua să măriți tensiunea de polarizare, curentul va crește foarte repede, însă căderea de tensiune pe joncțiunea *pn* crește lent și foarte puțin peste valoarea de 0,7 V, cum vedeți în fig. 1-27(c). Această creștere mică a căderii de tensiune pe joncțiunea *pn* peste potențialul de barieră se datorează căderii de tensiune pe rezistența dinamică a materialului semiconductor.

Trasarea curbei *I-V* Dacă reprezentați grafic prin puncte rezultatele măsurărilor efectuate cu montajul din fig. 1-27, obțineți caracteristica *I-V* pentru joncțiunea *pn* polarizată direct, ca în fig. 1-28(a). Curentul direct (I_F) este reprezentat crescător către extremitatea de sus a axei verticale, iar tensiunea directă (V_F**) pe joncțiunea *pn* este reprezentată crescător către dreapta axei orizontale.

---

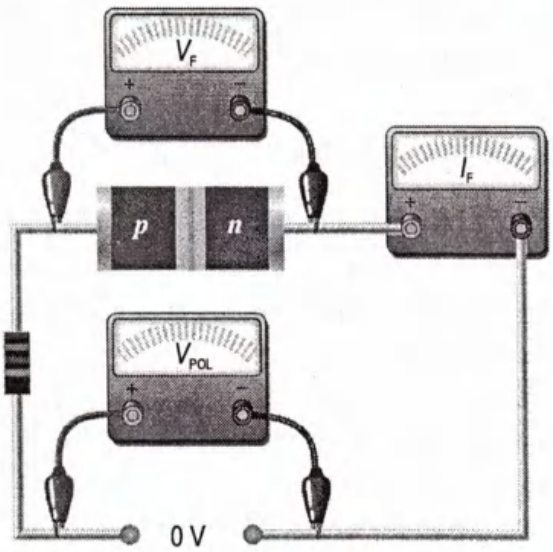
* În limba română se folosește și notația I_D. (n. t.)

** În limba română se folosește și notația U_D. (n. t.)

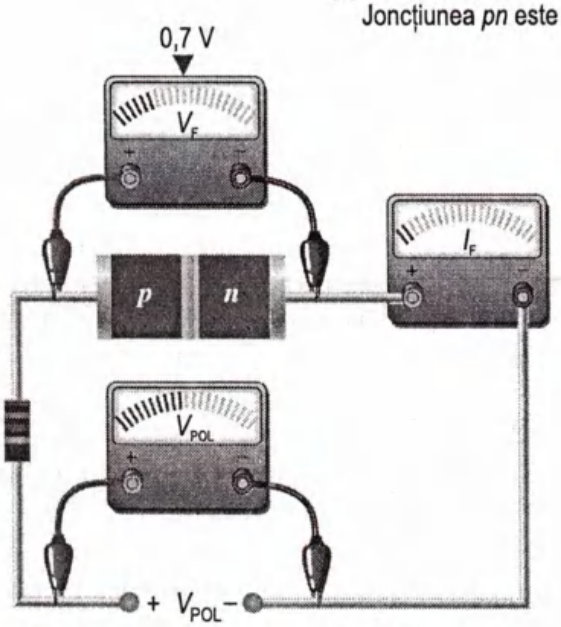
După cum se observă în fig. 1-28(a), curentul direct crește foarte puțin înainte ca tensiunea directă pe joncțiune să atingă aproximativ 0,7 V, în zona de curbură a graficului. După acest punct, tensiunea directă rămâne în jurul valorii de 0,7 V, dar I_F crește rapid. Așa cum am mai menționat, V_F mai crește puțin peste 0,7 V la creșterea curentului, în principal datorită căderii de tensiune pe rezistența dinamică. *Domeniul normal de funcționare pentru o joncțiune pn polarizată direct este cel de deasupra curburii graficului.* Scara de măsură tipică pentru I_F este în mA, așa cum se poate vedea.

FIGURA 1-27

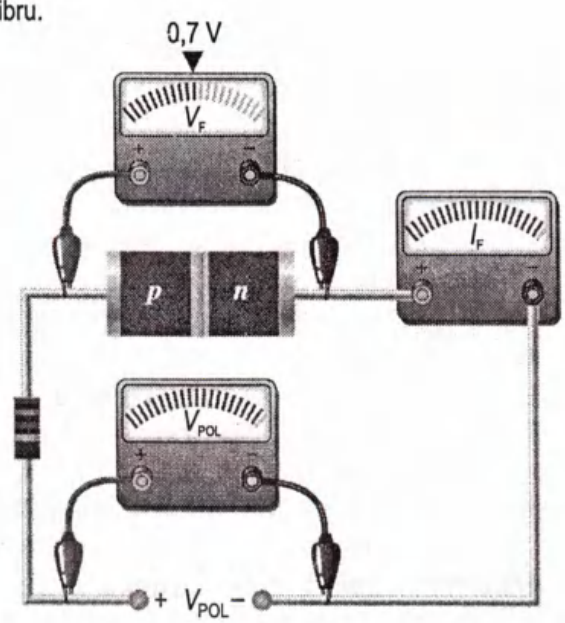
Măsurătorile în polarizare directă indică variațiile de ansamblu ale V_F și I_F la creșterea V_{POL}.



(a) Tensiune de polarizare absentă. Joncțiunea *pn* este la echilibru.



(b) Tensiune de polarizare directă mică (V_F< 0,7 V), curent direct foarte mic.



(c) Tensiunea directă atinge și păstrează valoarea de aproximativ 0,7 V. Curentul direct continuă să crească la creșterea tensiunii de polarizare.

Punctele A, B și C de pe graficul din fig. 1-28(a) corespund măsurătorilor din fig. 1-27. Punctul A corespunde figurii 1-27(a), adică unei tensiuni de polarizare zero. Punctul B corespunde figurii 1-27(b), când tensiunea directă este mai mică decât potențialul de

barieră de 0,7 V. Punctul C corespunde figurii 1-27(c), pentru o tensiune directă V_F *aproximativ* egală cu potențialul de barieră. Pe măsură ce tensiunea de polarizare aplicată din exterior și curentul direct continuă să crească dincolo de zona de curbură, tensiunea directă crește puțin peste 0,7 V. În practică, tensiunea directă nu poate depăși 0,90 V, în funcție de curentul direct.

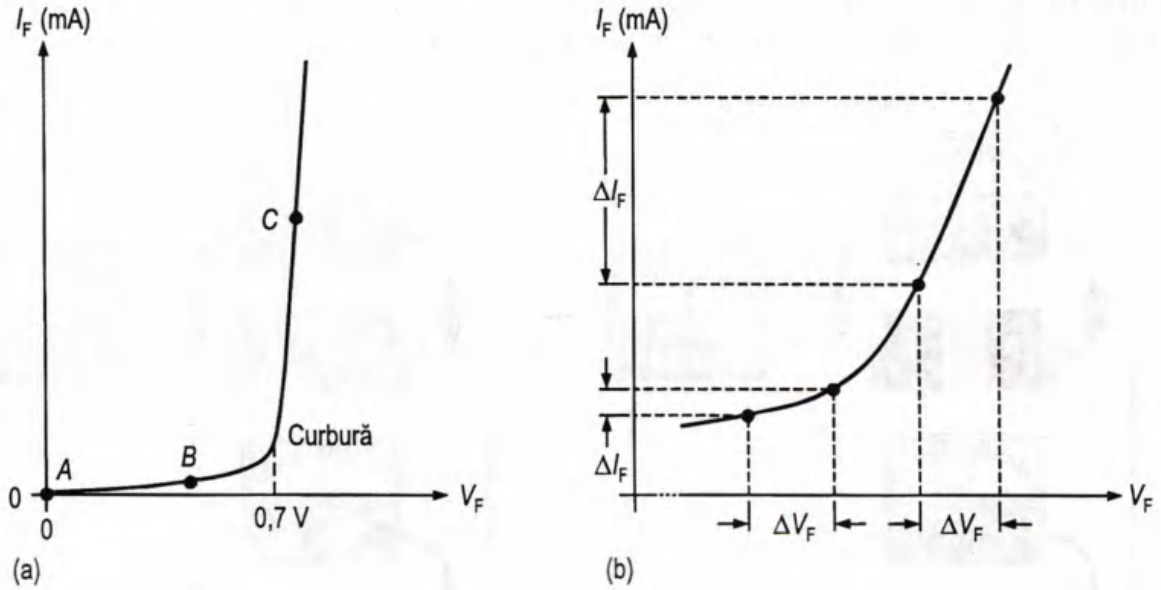


FIGURA 1-28

Caracteristica I-V pentru polarizarea directă. Graficul (b) ilustrează scăderea rezistenței dinamice către partea superioară a curbei ($r'_d = \Delta V_F / \Delta I_F$).

Rezistența dinamică Spre deosebire de rezistența liniară, rezistența unui material de tip *pn* în polarizare directă nu este constantă în tot domeniul de valori. Pentru că rezistența variază de-a lungul curbei *V-I*, ea este denumită *dinamică* sau *de c.a.* (curent alternativ). Rezistența internă a dispozitivelor electronice se notează, de obicei, cu r', în loc de R. Rezistența dinamică a unei diode se notează r'_d.

Cea mai mare rezistență corespunde porțiunii de grafic de sub curbură, deoarece variația curentului este foarte mică la o variație dată de tensiune ($r'_d = \Delta V_F / \Delta I_F$). Rezistența începe să scadă în zona de curbură și devine minimă deasupra acesteia, unde are loc o variație importantă a curentului pentru o variație dată a tensiunii. Această proprietate este ilustrată în fig. 1-28(b) pentru diferențe egale ale V_F (ΔV_F) în domeniul situat de o parte și de cealaltă a curburii, aici reprezentat la scară mai mare.

Caracteristica *I-V* la polarizarea inversă

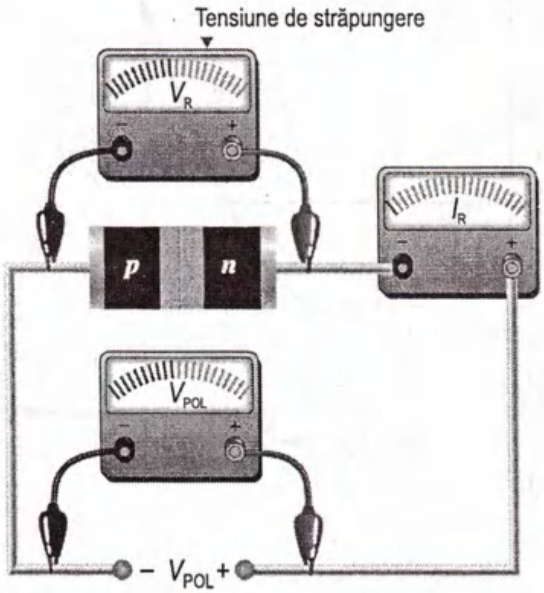
Când joncțiunii *pn* i se aplică o tensiune de polarizare inversă, prin joncțiune circulă doar un curent invers (I_R)*, extrem de mic. Figura 1-29 ilustrează fenomenele ce au loc la creșterea tensiunii de polarizare inversă de la 0 V către valori negative.

La o cădere de tensiune de 0 V pe joncțiunea *pn* nu există curent invers. Pe măsură ce creșteți treptat tensiunea de polarizare inversă, apare un curent invers foarte mic, iar căderea de tensiune pe joncțiunea *pn* crește, ca în fig. 1-29(a). Când măriți tensiunea de

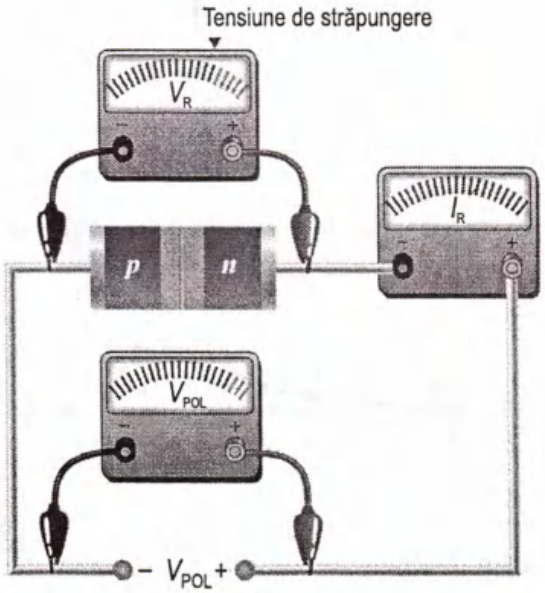
* În limba română se folosește și notația I_{INV}. (n. t.)

polarizare aplicată până la o valoare pentru care tensiunea inversă ce cade pe joncțiunea *pn* (V_R)* devine egală cu tensiunea de străpungere (V_{STR})**, curentul invers începe să crească rapid.

Continuând să măriți tensiunea de polarizare, curentul crește în continuare foarte repede, însă căderea de tensiune pe joncțiunea *pn* crește foarte puțin peste V_{STR}, cum se vede în fig. 1-29(b). *Cu unele excepții, regimul de străpungere nu este cel normal pentru funcționarea majorității dispozitivelor bazate pe joncțiuni pn.*



(a) O tensiune de polarizare inversă mai mică decât valoarea de străpungere produce un curent invers extrem de mic.



(b) Când tensiunea de polarizare depășește valoarea de străpungere, curentul invers crește rapid, iar supraîncălzirea poate distruge materialul de tip *pn*.

FIGURA 1-29

Curentul și tensiunea la o joncțiune pn polarizată invers.

Trasarea graficului *I-V* Dacă reprezentați grafic prin puncte rezultatele măsurărilor efectuate conform figurii 1-29, obțineți caracteristica *I-V* pentru o joncțiune *pn* polarizată invers. Curba tipică este prezentată în fig. 1-30. Curentul invers (I_R) este reprezentat crescător către extremitatea de jos a axei verticale, iar tensiunea inversă (V_R) care cade pe joncțiunea *pn* este reprezentată crescător spre stânga axei orizontale. Punctul A de pe grafic corespunde măsurătorilor din fig. 1-29(a), iar punctul B le corespunde celor din fig. 1-29(b).

Vedeți deci că există un curent invers foarte mic (uzual, μA sau nA) până ce căderea de tensiune pe joncțiune atinge cu aproximație valoarea de străpungere (V_{STR}), în zona de curbură. După aceea, tensiunea inversă rămâne aproximativ la valoarea V_{STR}, dar I_R crește foarte repede, provocând supraîncălzirea și, posibil, deteriorarea joncțiunii. Tensiunea de străpungere la o joncțiune *pn* tipică din siliciu poate lua diferite valori, dar o valoare minimă de 50 V nu este ieșită din comun.

---

* În limba română se folosește și notația U_{INV}. (n. t.)

** În original, V_{BR}. (n. t.)

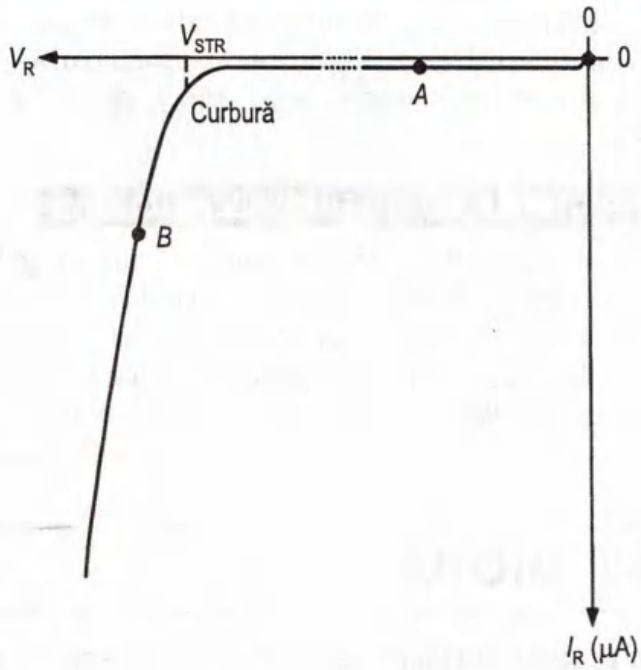


FIGURA 1-30

Graficul caracteristicii I-V pentru polarizarea inversă.

Graficul complet al caracteristicii *I-V*

Combinând cele două grafice, pentru polarizarea directă și pentru polarizarea inversă, veți obține graficul complet al caracteristicii *I-V* pentru o joncțiune *pn*, așa cum apare în fig. 1-31. Rețineți că I_F se măsoară în mA, pe când I_R se măsoară în μA.

Efectele temperaturii asupra caracteristicii *I-V*

În cazul unei joncțiuni *pn* polarizate direct, la temperatură mai mare, curentul direct este mai mare pentru o aceeași valoare a tensiunii directe. De asemenea, pentru o valoare dată a curentului direct, tensiunea directă scade. Aceasta se reflectă și în graficul caracteristicii *I-V* din fig. 1-32. Curba cu linie plină corespunde temperaturii camerei (25°C), iar cea cu linie punctată, unei temperaturi mai ridicate (25°C + ΔT). Observați că potențialul de barieră scade la creșterea temperaturii.

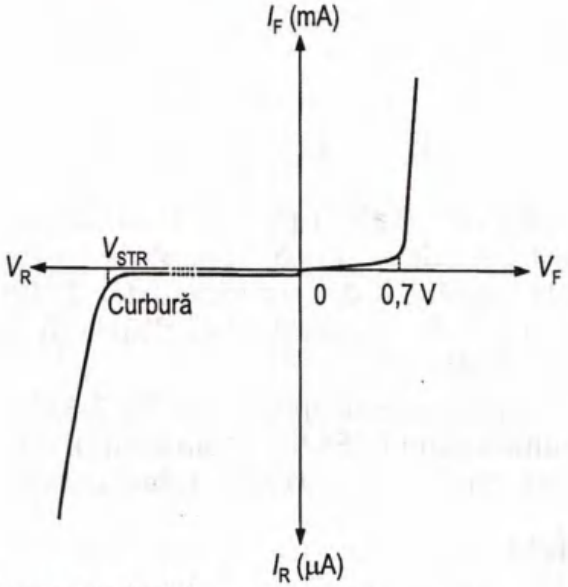


FIGURA 1-31

Graficul complet al caracteristicii I-V pentru o joncțiune pn.

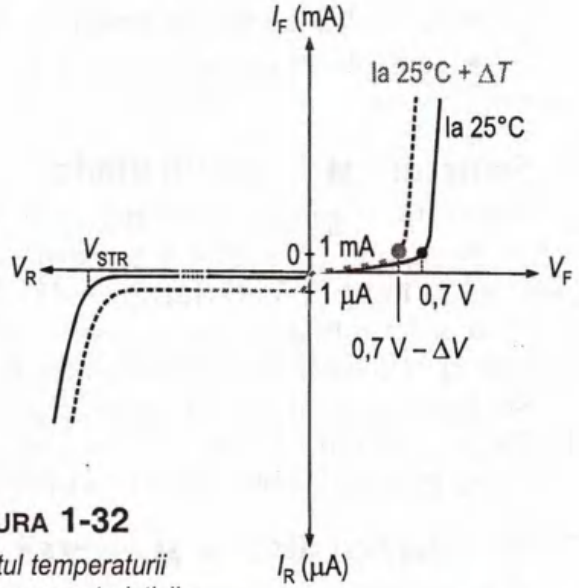


FIGURA 1-32

Efectul temperaturii asupra caracteristicii I-V a joncțiunii pn. Valorile de 1 mA şi 1 μA, de pe axa verticală, sunt marcate pentru compararea scărilor de curent.

În cazul joncțiunii *pn* polarizate invers, creșterea temperaturii implică mărirea curentului invers. Diferența dintre cele două curbe este reprezentată exagerat în fig. 1-32, pentru o mai bună înțelegere. Gândiți-vă că valorile curentului invers rămân extrem de scăzute.

SECȚIUNEA 1-8 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Comentați semnificația zonei de curbură a graficului caracteristicii la polarizarea directă.
2. În care domeniu al graficului funcționează în mod normal o joncțiune *pn* polarizată direct?
3. Ce valoare este mai mare: a tensiunii de străpungere sau a potențialului de barieră?
4. În care domeniu al graficului funcționează în mod normal o joncțiune *pn* polarizată invers?
5. Ce influență are creșterea temperaturii asupra potențialului de barieră?

1-9 DIODA

În această secțiune se arată că dioda este un dispozitiv bazat pe joncțiunea *pn* și este prezentat simbolul ei grafic. Veți mai afla care sunt cele trei niveluri de complexitate în care pot fi modelate diodele în vederea utilizării lor în circuite.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să comentați modul de funcționare a diodei și să explicați cele trei modele de diodă

- Să explicați legătura dintre joncțiunea *pn* și diodă
- Să recunoașteți simbolul diodei și să-i identificați terminalele
- Să recunoașteți diodele în diverse configurații fizice
- Să explicați modelul ideal al diodei
- Să explicați modelul practic al diodei
- Să explicați modelul complex al diodei

Structura și simbolul diodei

Dioda de uz general sau redresoare este un dispozitiv realizat pe baza unei singure joncțiuni *pn*, prevăzută cu contacte conductoare și terminale de sârmă conectate la fiecare regiune, ca în fig. 1-33(a). Jumătate din diodă este constituită din semiconductor de tip *n*, iar cealaltă jumătate, din semiconductor de tip *p*. Veți recunoaște deci dispozitivul realizat cu joncțiune *pn*, discutat în secțiunile precedente.

Simbolul grafic al unei diode de uz general sau redresoare este prezentat în fig. 1-33(b). Regiunea *n* se numește **catod**, iar regiunea *p* se numește **anod**. „Săgeata" simbolului este orientată în sensul convențional al curentului (opus sensului de deplasare a electronilor).

Polarizarea directă și inversă a diodelor

Considerațiile prezentate anterior asupra polarizării joncțiunii *pn* sunt valabile și în cazul diodelor, întrucât dioda este un dispozitiv alcătuit dintr-o joncțiune *pn*.

Conectarea în polarizare directă Dioda este polarizată direct când sursa de tensiune se conectează ca în fig. 1-34(a). Borna pozitivă a sursei se conectează la anod prin intermediul unui rezistor de limitare a curentului. Borna negativă a sursei se conectează la catod. Curentul direct (I_F) circulă dinspre anod spre catod, cum arată desenul. Căderea de tensiune directă (V_F) datorată potențialului de barieră are potențialul pozitiv pe anod și pe cel negativ pe catod.

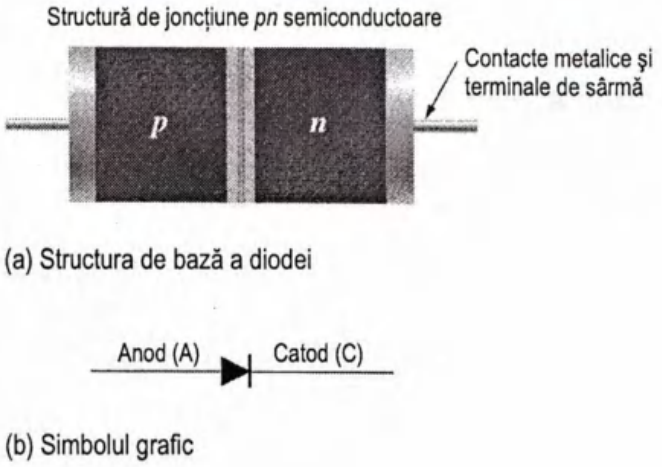


FIGURA 1-33
Structura diodei şi simbolul grafic.

Conectarea în polarizare inversă Dioda este polarizată invers când sursa de tensiune se conectează ca în fig. 1-34(b). Borna negativă se conectează la anod, iar cea pozitivă se conectează la catod. Rezistorul nu este necesar la polarizarea inversă, fiind reprezentat doar din considerente de consecvență. Curentul este zero (neglijând curentul invers, mic). Remarcați că întreaga tensiune de polarizare (V_{POL}) cade pe diodă.

Diode uzuale

Câteva dintre cele mai răspândite tipuri de diodă sunt prezentate în fig. 1-35. Catodul și anodul apar marcate pe corpul diodei în diverse moduri, în funcție de tipul capsulei. Catodul se marchează de obicei cu un inel, o plăcuță sau alte forme. La capsulele care au unul dintre terminale conectat la carcasă, carcasa este catodul. Dacă aveți dubii, consultați totdeauna un catalog, cum veți învăța în Capitolul 2.

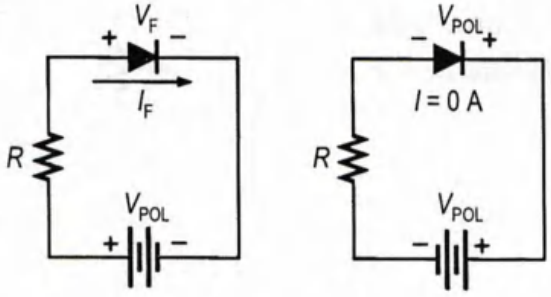


FIGURA 1-34
Conectarea diodei în polarizare directă şi inversă.

Modelul ideal al diodei

Modelul ideal al diodei este un simplu întrerupător. În polarizare directă, dioda se comportă ca un întrerupător închis, ca în fig. 1-36(a). În polarizare inversă, se comportă ca un întrerupător deschis (fig. 1-36(b)). Potențialul de barieră, rezistența dinamică în conducție directă și curentul invers sunt neglijabile.

Graficul caracteristicii diodei ideale, din fig. 1-36(c), dă imaginea modului în care funcționează o diodă ideală. Întrucât potențialul de barieră și rezistența dinamică în conducție directă sunt neglijabile, se admite că, în polarizare directă, căderea de tensiune pe diodă este nulă, după cum indică ramura graficului din lungul axei verticale pozitive.

$$V_F = 0 \text{ V}$$

Curentul direct este determinat de tensiunea de polarizare și de rezistorul de limitare.

$$I_F = \frac{V_{POL}}{R_{LIMIT}} \quad (1\text{-}2)$$

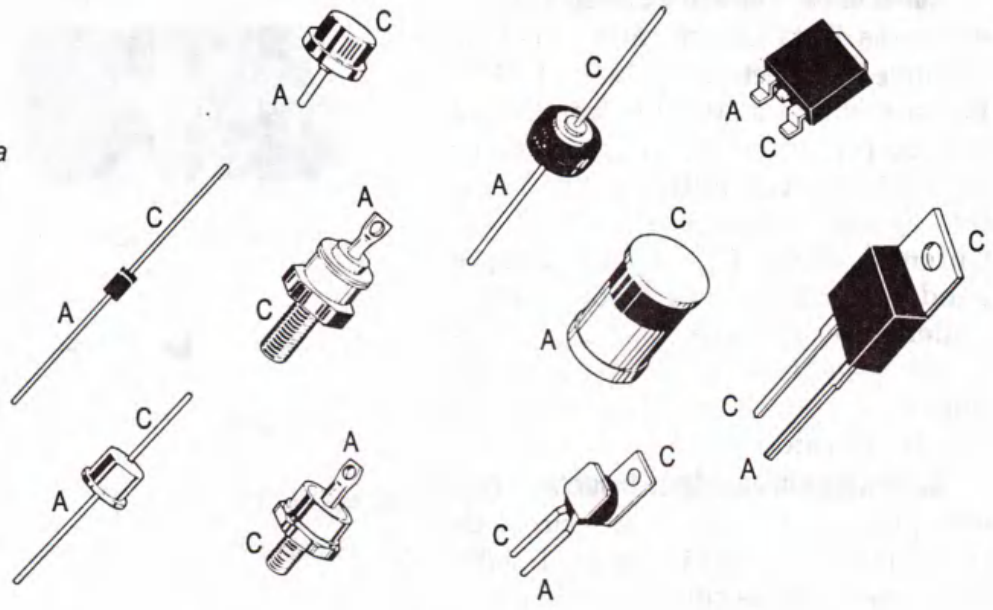


FIGURA 1-35
Capsule de diodă uzuale şi identificarea terminalelor.

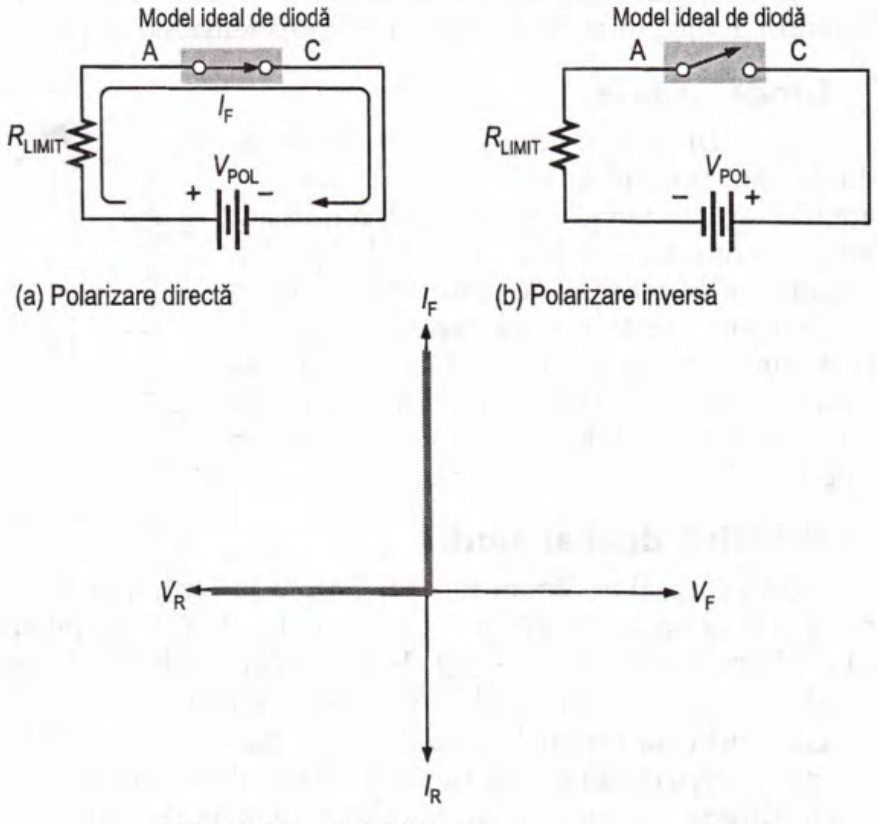


FIGURA 1-36
Modelul ideal al diodei.

Întrucât curentul invers este neglijabil, se consideră nul, după cum indică și porțiunea din caracteristică de pe axa orizontală negativă din figura 1-36(c).

$$I_R = 0 \text{ A}$$

Tensiunea inversă este egală cu tensiunea de polarizare.

$$V_R = V_{POL}$$

Modelul ideal este util când efectuați o operație de depanare sau când urmăriți pe o schemă modul în care funcționează un circuit, în aceste cazuri nefiind necesară cunoașterea cu mare precizie a valorilor tensiunii sau curentului.

Modelul practic al diodei

Modelul practic – cel mai frecvent folosit – adaugă potențialul de barieră la caracteristica de întrerupător ideal. În polarizare directă, dioda se comportă ca un întrerupător închis în serie cu o sursă de tensiune de mică valoare (considerată, la siliciu, de 0,7 V), egală cu potențialul barierei și orientată cu extremitatea pozitivă către anod, ca în fig. 1-37(a). Sursa de tensiune dată de potențialul de barieră reprezintă căderea de tensiune constantă (V_F) ce apare pe joncțiunea *pn* a diodei numai la polarizarea directă, nefiind o sursă activă.

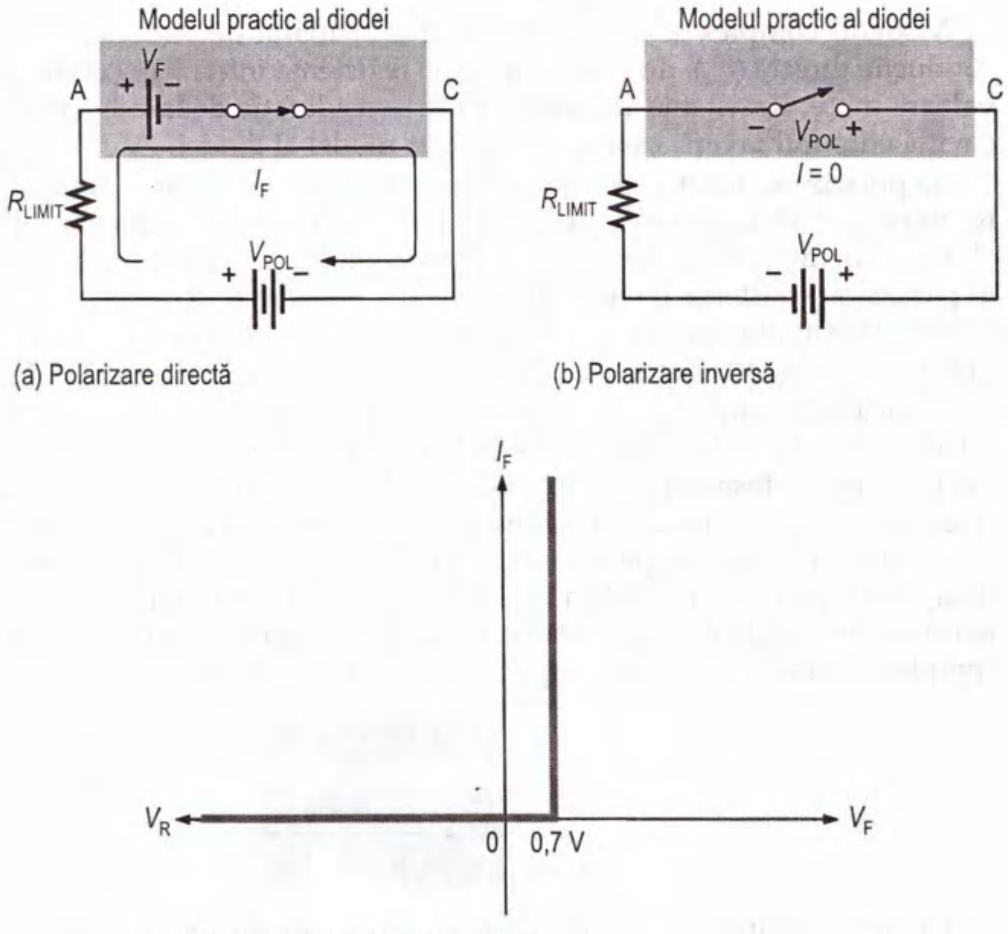


FIGURA 1-37
Modelul practic al diodei.

În polarizare inversă, dioda se comportă ca un întrerupător deschis, similar modelului ideal, după cum se vede în fig. 1-37(b). Potențialul de barieră nu intervine în funcționarea diodei în polarizare inversă, deci nu se ia în considerație.

Caracteristica unei diode cu siliciu după modelul practic este prezentată în fig. 1-37(c). Întrucât se ia în considerație potențialul de barieră, iar rezistența dinamică în conducție directă se neglijează, în polarizare directă apare o cădere de tensiune pe diodă, așa cum

indică porțiunea de grafic din dreapta originii.

$$V_F = 0{,}7 \text{ V} \qquad \text{(la siliciu)}$$

$$V_F = 0{,}3 \text{ V} \qquad \text{(la germaniu)}$$

Curentul direct se determină din formula:

$$I_F = \frac{V_{POL} - V_F}{R_{LIMIT}} \tag{1-3}$$

Întrucât curentul invers este neglijabil, se consideră nul, după cum indică și porțiunea din caracteristică de pe axa orizontală negativă.

$$I_R = 0 \text{ A}$$

$$V_R = V_{POL}$$

Modelul complex al diodei

Modelul complex al diodei cuprinde potențialul de barieră, rezistența dinamică în conducție directă (r'_d), de valoare mică, și rezistența internă în conducție inversă (r'_R), de valoare mare. Rezistența inversă se ia în considerație deoarece constituie calea pe care circulă curentul invers, care apare în acest model al diodei.

În polarizare directă, dioda se comportă ca un întrerupător închis în serie cu sursa de tensiune dată de potențialul de barieră și cu mica rezistență dinamică în conducție directă (r'_d), ca în fig. 1-38(a). În polarizare inversă, dioda se comportă ca un întrerupător deschis în paralel cu rezistența internă, mare, în conducție inversă (r'_R), după cum se vede în fig. 1-38(b). Potențialul de barieră nu intervine în funcționarea diodei în polarizare inversă, deci nu se ia în considerație.

Caracteristica unei diode cu siliciu după modelul complex este prezentată în fig. 1-38(c). Întrucât sunt luate în considerație potențialul de barieră și rezistența dinamică în conducție directă, înseamnă că pe dioda polarizată direct apare o cădere de tensiune. Aceasta (notată V_F) include tensiunea dată de potențialul barierei și de căderea de tensiune, de mică valoare, de pe rezistența dinamică, după cum indică ramura de grafic din dreapta originii. Caracteristica este înclinată din cauza faptului că valoarea căderii de tensiune pe rezistența dinamică se mărește la creșterea curentului. În cazul modelului complex al diodei cu siliciu se aplică următoarele formule:

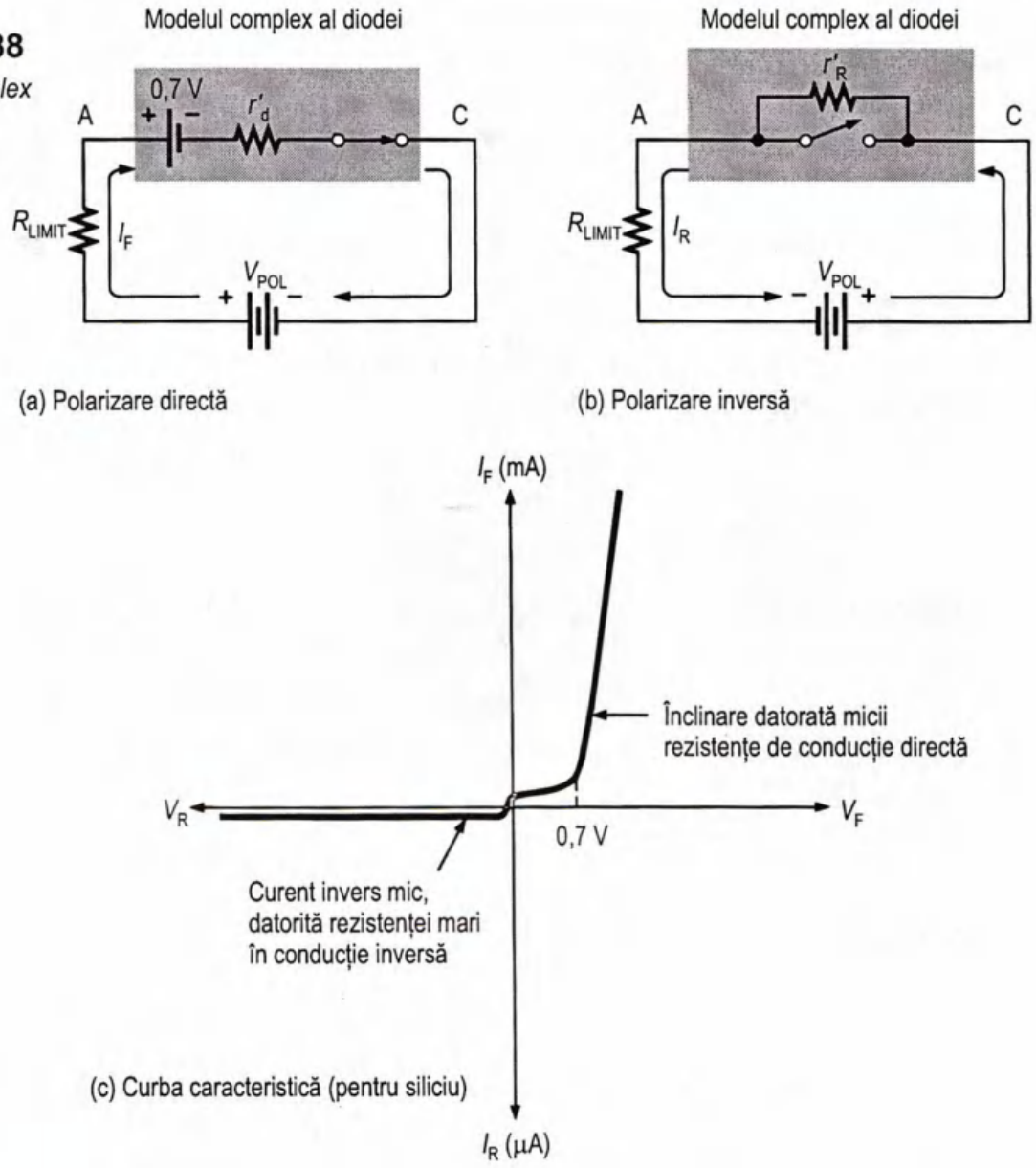
$$V_F = 0{,}7 \text{ V} + I_F r'_d \tag{1-4}$$

$$I_F = \frac{V_{POL} - 0{,}7 \text{ V}}{R_{LIMIT} + r'_d} \tag{1-5}$$

La determinarea curentului invers se ține seama de rezistența în paralel, reprezentarea grafică a acestuia fiind ramura din stânga originii. Zona de străpungere nu este reprezentată deoarece, pentru majoritatea diodelor, străpungerea nu constituie un mod normal de funcționare.

Exemplul următor ilustrează diferențele ce apar la analizarea unui circuit simplu datorită utilizării celor trei modele ale diodei.

FIGURA 1-38
Modelul complex al diodei.



EXEMPLUL 1-1

(a) Determinați tensiunea și curentul în conducție directă pentru toate cele trei modele ale diodei din fig. 1-39(a). Aflați, de asemenea, în fiecare caz, căderea de tensiune pe rezistorul de limitare. Se consideră $r'_d = 10\ \Omega$ pentru valoarea determinată a curentului direct.

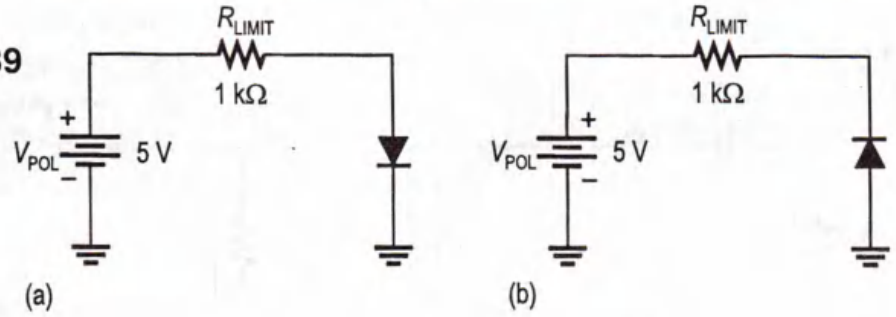
(b) Determinați tensiunea și curentul în conducție inversă pentru toate cele trei modele ale diodei din fig. 1-39(b). Aflați, de asemenea, în fiecare caz, căderea de tensiune pe rezistorul de limitare. Se consideră $I_R = 1\ \mu A$.

Rezolvare

(a) Modelul ideal: $V_F = \mathbf{0\ V}$

$$I_F = \frac{V_{POL}}{R_{LIMIT}} = \frac{5\ V}{1\ k\Omega} = \mathbf{5\ mA}$$

FIGURA 1-39



$$V_{LIMIT} = I_F R_{LIMIT} = (5\text{ mA})(1\text{k}\Omega) = 5\text{ V}$$

Modelul practic: $V_F = \mathbf{0{,}7\text{ V}}$

$$I_F = \frac{V_{POL} - V_F}{R_{LIMIT}} = \frac{5\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = \frac{4{,}3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = \mathbf{4{,}3\text{ mA}}$$

$$V_{LIMIT} = I_F R_{LIMIT} = (4{,}3\text{ mA})(1\text{k}\Omega) = \mathbf{4{,}3\text{ V}}$$

Modelul complex:
$$I_F = \frac{V_{POL} - 0{,}7\text{ V}}{R_{LIMIT} + r'_d} = \frac{5\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{1\text{ k}\Omega + 10\,\Omega} = \frac{4{,}3\text{ V}}{1010\,\Omega} = \mathbf{4{,}26\text{ mA}}$$

$$V_F = 0{,}7\text{ V} + I_F r'_d = 0{,}7\text{ V} + (4{,}26\text{ mA})(10\ \Omega) = \mathbf{743\text{ mV}}$$

$$V_{LIMIT} = I_F R_{LIMIT} = (4{,}26\text{ mA})(1\text{k}\Omega) = \mathbf{4{,}26\text{ V}}$$

(b) Modelul ideal: $I_R = \mathbf{0\text{ A}}$

$$V_R = V_{POL} = \mathbf{5\text{ V}}$$

$$V_{LIMIT} = \mathbf{0\text{ V}}$$

Modelul practic: $I_R = \mathbf{0\text{ A}}$

$$V_R = V_{POL} = \mathbf{5\text{ V}}$$

$$V_{LIMIT} = \mathbf{0\text{ V}}$$

Modelul complex: $I_R = \mathbf{1\ \mu A}$

$$V_{LIMIT} = I_R R_{LIMIT} = (1\ \mu\text{A})(1\text{ k}\Omega) = \mathbf{1\text{ mV}}$$

$$V_R = V_{POL} - V_{LIMIT} = 5\text{ V} - 1\text{ mV} = \mathbf{4{,}999\text{ V}}$$

Exercițiu complementar Considerăm că dioda din fig. 1-39(a) se întrerupe. Care vor fi căderile de tensiune pe diodă și pe rezistorul de limitare?

Testarea diodelor

O modalitate rapidă și simplă de verificare a diodelor este utilizarea unui multimetru. După cum știți, o diodă bună prezintă o rezistență foarte mare (sau întrerupere) în polarizare inversă și o rezistență foarte mică în polarizare directă. O diodă defectă prin întrerupere va prezenta o rezistență foarte mare (sau întrerupere) atât în polarizare directă, cât și în polarizare inversă. O diodă scurtcircuitată sau străpunsă va prezenta o rezistență foarte mică sau zero atât în polarizare directă, cât și în polarizare inversă. Defectul cel mai frecvent la diode este întreruperea.

Poziționarea multimetrului digital pentru testarea diodelor Unele multimetre digitale sunt prevăzute cu o poziție pentru testarea diodelor. Un multimetru digital obișnuit, ca acela din fig. 1-40, are marcat un mic simbol de diodă în poziția respectivă a comutatorului de funcții. Atunci când este selectată poziția pentru *testarea diodelor*, aparatul furnizează din interior o tensiune suficientă pentru polarizarea atât directă, cât și inversă a unei diode. Această tensiune poate varia în funcție de marca aparatului, însă în general este cuprinsă între 2,5 V și 3,5 V. Starea diodei testate este indicată prin afișarea valorii tensiunii sau într-un alt mod.

Dioda funcționează În fig. 1-40(a), firul roșu al aparatului de măsură (plusul) este conectat la anod, iar cel negru (minusul), la catodul diodei, pentru a o polariza direct. Dacă dioda este bună, valoarea afișată va fi cuprinsă între 0,5 V și 0,9 V, valoarea tipică în polarizare directă fiind de 0,7 V.

În fig. 1-40(b) se observă că dioda este conectată invers, pentru ca polarizarea ei să se facă invers. Dacă dioda funcționează corect, valoarea afișată va depinde de sursa de tensiune din interiorul aparatului. Valoarea de 2,6 V din ilustrație este tipică și se datorează unei valori foarte mari, în conducție inversă, a rezistenței, pe care cade, practic, toată tensiunea furnizată de sursa internă.

(a) Testare în polarizare directă (b) Testare în polarizare inversă

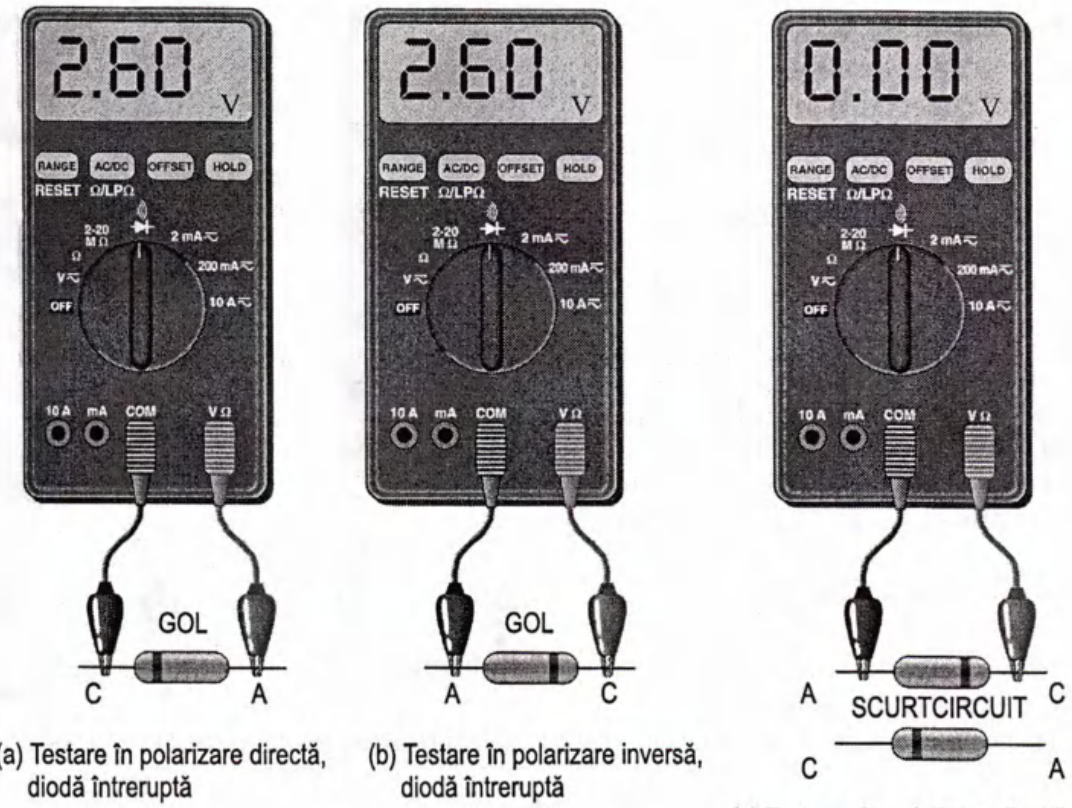
FIGURA 1-40

Testarea cu multimetrul digital a unei diode care funcționează corect.

Dioda este defectă Dacă dioda este întreruptă, valoarea de tensiune afișată va fi cea tipică pentru un circuit întrerupt (de obicei 2,6 V) atât în polarizare directă, cât și în polarizare inversă, cum arată fig. 1-41(a) și (b). Dacă dioda este scurtcircuitată, aparatul afișează 0 V în ambele moduri de polarizare, ca în fig. 1-41(c). Uneori, o diodă defectă poate prezenta în ambele cazuri o mică rezistență, în loc de scurtcircuit. În asemenea cazuri, valoarea afișată va fi mult mai mică decât tensiunea de gol obișnuită. De exemplu, o diodă străpunsă poate genera o valoare a tensiunii de 1,1 V în ambele sensuri, în loc de 0,7 V în polarizare directă și 2,6 V în polarizare inversă – valori normale pentru o diodă care funcționează corect.

Verificarea diodelor cu ohmmetrul Multimetrele digitale care nu au o poziție pentru măsurarea diodelor pot fi utilizate în același scop fixând comutatorul de funcții în poziția de ohmmetru. Pentru o diodă bună, polarizată direct, valoarea rezistenței depinde de bateria din interiorul aparatului. Multe aparate nu dispun de suficientă tensiune pentru a polariza direct, în mod corespunzător, o diodă, când se utilizează scara de ohmi, iar valoarea afișată poate varia de la câteva sute la câteva mii de ohmi. Pentru o diodă în stare bună în polarizare inversă, rezistența obținută este foarte mare și nu se încadrează în domeniul de măsură al majorității aparatelor, indicația fiind de genul „depășire".

Deși multimetrul digital nu afișează cu precizie valorile rezistenței în polarizare directă și inversă, acestea sunt în măsură să indice dacă dioda funcționează corect sau nu – ceea ce interesează, de obicei. Semnalizarea de depășire a domeniului de măsură indică faptul că rezistența în polarizare inversă este extrem de mare, după cum este de așteptat. O valoare de câteva sute până la câteva mii de ohmi în polarizare directă este relativ mică față de rezistența în conducție inversă, arătând că dioda funcționează corect. De fapt, rezistența unei diode polarizate direct este, în mod normal, mult mai mică de 100 Ω.



(a) Testare în polarizare directă, diodă întreruptă

(b) Testare în polarizare inversă, diodă întreruptă

(c) Testarea în polarizare directă și inversă a unei diode străpunse afișează aceeași valoare, de 0 V. Dacă dioda prezintă o mică rezistență în loc de valoarea de scurtcircuit, valoarea afișată este mai mică decât 2,6 V.

FIGURA 1-41
Testarea unei diode defecte.

SECȚIUNEA 1-9 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt cele două moduri în care poate funcționa o diodă?
2. În ce mod de funcționare dioda nu se folosește niciodată intenționat?
3. Care este cel mai simplu mod de reprezentare a unei diode?
4. Pentru o reprezentare de mai mare precizie, ce factori mai trebuie luați în considerație?
5. Care model al diodei va fi folosit în mod normal în această carte?

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ În conformitate cu modelul clasic al lui Bohr, se consideră că atomul are o structură planetară, cu electroni ce se rotesc la diferite distanțe în jurul unui nucleu central.

■ Nucleul atomului este format din protoni și neutroni. Numărul protonilor este numărul atomic al unui atom.

■ Electronii au sarcină negativă și se rotesc în jurul nucleului la distanțe ce depind de nivelurile lor energetice. Atomii prezintă benzi energetice discrete, numite *pături*, în interiorul cărora se rotesc electronii. Structura atomului permite existența unui anumit număr maxim de electroni în fiecare pătură. Păturile sunt notate *K*, *L*, *M* etc. În stare naturală, orice atom este neutru deoarece conține un număr egal de protoni și electroni.

■ Pătura sau banda de la exteriorul unui atom se numește *bandă de valență*, iar electronii pe care îi conține se numesc *electroni de valență*. Aceștia au cele mai mari energii dintre toți electronii unui atom. Dacă un electron de valență acumulează suficientă energie dintr-o sursă externă – căldură, de exemplu –, poate face un salt din banda de valență, desprinzându-se din atom.

■ Atomii semiconductoarelor au patru electroni de valență. Siliciul este materialul semiconductor cel mai larg utilizat.

■ Materialele conductoare au un număr mare de electroni liberi și conduc curentul foarte bine. Materialele izolatoare au foarte puțini electroni liberi și în condiții normale nu conduc curentul deloc. Materialele semiconductoare se situează între conductoare și izolatoare din punctul de vedere al conductibilității.

■ Atomii semiconductoarelor se leagă unii de alții formând un material rigid numit *cristal*. Legăturile care păstrează structura de cristal se numesc *legături covalente*. În structura cristalină, electronii de valență care reușesc să se desprindă din atomii-mamă se numesc *electroni de conducție* sau *electroni liberi*. Aceștia au mai multă energie decât electronii din banda de valență și se pot mișca haotic prin material. Când un electron se desprinde, devenind liber, lasă în urma sa un gol în banda de valență, creând o așa-numită *pereche electron-gol*. Astfel de perechi electron-gol sunt generate termic, întrucât electronul acumulează dintr-o sursă externă de căldură energia necesară pentru a se desprinde din atom.

■ Electronii liberi pierd din energie la un moment dat și revin în goluri. Procesul se numește *recombinare*. Însă perechile electron-gol se generează termic în permanență, deci întotdeauna vor exista electroni liberi în material.

■ Dacă la capetele unei așchii de material semiconductor se aplică o tensiune, electronii liberi generați termic se deplasează în aceeași direcție, formând un curent. Acesta este unul dintre tipurile de curenți care pot circula printr-un semiconductor intrinsec (pur).

■ Un alt tip de curent este curentul de goluri. Acesta apare ca urmare a faptului că electronii de valență se deplasează de la un gol la altul, determinând, practic, o deplasare a golurilor în sensul opus.

■ Materialele semiconductoare de tip *n* se produc prin adăugarea unor atomi de impurificare cu cinci electroni de valență. Aceștia sunt atomi *pentavalenți*. Materialele semiconductoare de tip *p* se produc prin adăugarea unor atomi de impurificare cu numai trei electroni de valență. Aceștia sunt atomi *trivalenți*.

■ Procedeul prin care unui material semiconductor i se adaugă impurități pentavalente sau trivalente se numește *dopare*.

■ Într-un semiconductor de tip *n*, purtătorii majoritari sunt electronii liberi rezultați în urma procesului de dopare, iar purtătorii minoritari sunt golurile rezultate din perechile electron-gol generate termic. Într-un semiconductor de tip *p*, purtătorii majoritari sunt golurile rezultate în urma procesului de dopare, iar purtătorii minoritari sunt electronii liberi rezultați din perechile electron-gol generate termic.

■ O joncțiune *pn* se formează dacă o zonă a unei așchii de material este dopată *n*, iar altă zonă este dopată *p*. De o parte și de cealaltă a joncțiunii se formează o regiune golită, săracită de purtătorii majoritari. Regiunea golită ia naștere prin ionizare.

■ Prin joncțiunea *pn* circulă curentul numai când aceasta este polarizată direct. În lipsa polarizării sau în polarizare inversă nu apare nici un curent. De fapt, în polarizare inversă circulă un curent foarte slab, datorat purtătorilor minoritari generați termic, dar acesta este, de obicei, neglijabil.

■ Fenomenul de avalanșă se produce într-o joncțiune *pn* polarizată invers dacă tensiunea de polarizare este egală sau mai mare decât tensiunea de străpungere.

■ Dioda permite trecerea curentului când este polarizată direct și o împiedică în polarizare inversă.

■ În polarizare directă, valoarea tipică a potențialului de barieră este de 0,7 V pentru o diodă cu siliciu și de 0,3 V pentru o diodă cu germaniu. Aceste valori se măresc puțin la creșterea curentului direct.

■ Tensiunea inversă de străpungere a unei diode are o valoare tipică mai mare de 50 V.

■ Dioda ideală este echivalentă cu o întrerupere în polarizare inversă și cu un scurt-circuit în polarizare directă.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Anod Regiunea *p* a unei diode.

Atom Cea mai mică parte a unui element chimic care posedă caracteristicile specifice acelui element.

Atom pentavalent Atom cu cinci electroni de valență.

Atom trivalent Atom cu trei electroni de valență.

Avalanșă Creșterea rapidă a numărului de electroni de conducție datorită unei tensiuni prea mari de polarizare inversă.

Carbon Material semiconductor.

Catod Regiunea *n* a unei diode.

Conductor Material prin care curentul electric circulă foarte bine.

Covalență Caracteristică a legăturilor dintre doi sau mai mulți atomi, realizate prin interacțiunea electronilor lor de valență.

Cristal Mod de dispunere a atomilor ce formează un material rigid.

Curba caracteristică a diodei Reprezentarea grafică a dependenței curentului de tensiune la diodă.

Curent Deplasarea electronilor liberi.

Dopare Procedeu de adăugare a unor impurități într-un material semiconductor intrinsec pentru a-i modifica proprietățile de conducție.

Electron Particula elementară cu sarcină electrică negativă.

Electron de conducție Electron liber.

Electron liber Electron care a acumulat suficientă energie pentru a se desprinde din banda de valență a atomului-mamă; mai este numit *electron de conducție*.

Germaniu Material semiconductor.

Gol Absența unui electron din banda de valență a atomului.

Intrinsecă Starea pură sau naturală a unei substanțe.

Ionizare Îndepărtarea din sau adăugarea la un atom neutru a unui electron astfel încât atomul rezultat (numit ion) să aibă o sarcină electrică pozitivă sau negativă.

Izolator Material care nu conduce curentul.

Joncțiune *pn* Zona de contact dintre două materiale semiconductoare de tipuri diferite.

Neutron Particulă fără sarcină electrică, aflată în nucleul atomului.

Nucleu Partea din centrul unui atom, formată din protoni și neutroni.

Număr atomic Numărul de protoni dintr-un atom.

Orbită Traiectoria descrisă de electron în mișcarea sa de rotație în jurul nucleului atomului.

Partea centrală a atomului Cuprinde nucleul și toți electronii, cu excepția celor de valență.

Pătură Bandă energetică în interiorul căreia se rotesc electronii în jurul nucleului atomului.

Pereche electron-gol Electronul de conducție și golul rămas în banda de valență după ce electronul o părăsește.

Polarizare Aplicarea unei tensiuni continue la extremitățile joncțiunii *pn* pentru a determina circulația sau blocarea curentului prin aceasta.

Polarizare directă Starea în care o joncțiune *pn* conduce curentul.

Polarizare inversă Starea în care o joncțiune *pn* nu conduce curentul.

Potențial de barieră Cantitatea de energie necesară pentru permiterea conducției complete prin joncțiunea *pn* în polarizare directă.

Proton Particula elementară cu sarcină pozitivă.

Purtători majoritari Cei mai numeroși purtători de sarcină dintr-un material semiconductor dopat (fie electroni liberi, fie goluri).

Purtători minoritari Cei mai puțin numeroși purtători de sarcină dintr-un material semiconductor dopat (fie electroni liberi, fie goluri).

Recombinare Procesul prin care un electron liber (din banda de conducție) revine într-un gol din banda de valență a unui atom.

Regiune golită Zona situată de o parte și de cealaltă a unei joncțiuni *pn*, din care lipsesc purtătorii majoritari.

Rezistență dinamică Rezistența internă, neliniară, a unui material semiconductor.

Semiconductor Material a cărui conductibilitate îl încadrează între conductoare și izolatoare; exemple: siliciul, germaniul și carbonul.

Siliciu Material semiconductor.

Valență Caracteristică a atomului determinată de pătura exterioară a acestuia.

■ FORMULE DE BAZĂ

(1-1) $N_e = 2n^2$ Numărul maxim de electroni din orice pătură

(1-2) $I_F = \frac{V_{POL}}{R_{LIMIT}}$ Curentul direct – modelul ideal al diodei

(1-3) $I_F = \frac{V_{POL} - V_F}{R_{LIMIT}}$ Curentul direct – modelul practic al diodei

(1-4) $V_F = 0{,}7\ V + I_F r'_d$ Tensiunea directă – modelul complex al diodei

(1-5) $I_F = \frac{V_{POL} - 0{,}7\ V}{R_{LIMIT} + r'_d}$ Curentul direct – modelul complex al diodei

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Toate elementele cunoscute conțin:
   (a) același tip de atomi (b) același număr de atomi
   (c) un tip unic de atomi (d) câteva tipuri diferite de atomi
2. Atomul este format din:
   (a) un nucleu și un singur electron (b) un nucleu și unul sau mai mulți electroni
   (c) protoni, electroni și neutroni (d) răspunsurile (b) și (c)
3. Nucleul atomului este format din:
   (a) protoni și neutroni (b) electroni
   (c) electroni și protoni (d) electroni și neutroni
4. Numărul atomic al siliciului este:
   (a) 8 (b) 2 (c) 4 (d) 14
5. Numărul atomic al germaniului este:
   (a) 8 (b) 2 (c) 4 (d) 32
6. Pătura de valență a atomului de siliciu este cea notată cu litera:
   (a) *A* (b) *K* (c) *L* (d) *M*
7. Electronii de valență se află:
   (a) pe orbita cea mai apropiată de nucleu (b) pe orbita cea mai îndepărtată de nucleu
   (c) pe diverse orbite în jurul nucleului (d) nu se referă la un anumit atom
8. Un ion pozitiv se formează atunci când:
   (a) un electron de valență se desprinde din atom
   (b) pe orbita din exterior sunt mai multe goluri decât electroni
   (c) doi atomi se leagă împreună
   (d) un atom primește un electron de valență suplimentar
9. Materialul semiconductor cel mai frecvent folosit în dispozitivele electronice este:
   (a) germaniul (b) carbonul (c) cuprul (d) siliciul

10. Banda energetică în care se găsesc electroni liberi este banda:
(a) întâi (b) a doua (c) de conducție (d) de valență

11. Perechile electron-gol sunt generate prin:
(a) recombinare (b) energie termică (c) ionizare (d) dopare

12. Recombinarea are loc când:
(a) un electron revine într-un gol
(b) un ion pozitiv și unul negativ se leagă împreună
(c) un electron de valență devine electron de conducție
(d) se formează un cristal

13. Într-un cristal semiconductor, atomii sunt legați prin:
(a) interacțiunea electronilor de valență (b) forțe de atracție
(c) legături covalente (d) toate acestea

14. Fiecare atom dintr-un cristal de siliciu:
(a) are patru electroni de valență
(b) are patru electroni de conducție
(c) are opt electroni de valență: patru proprii și patru puși în comun
(d) nu are nici un electron de valență, fiind toți puși în comun cu ai altor atomi

15. Într-un semiconductor, curentul este format:
(a) numai din electroni (b) numai din goluri
(c) din ioni negativi (d) atât din electroni, cât și din goluri

16. Într-un semiconductor intrinsec:
(a) nu există electroni liberi (b) electronii liberi sunt generați termic
(c) există doar goluri (d) electronii și golurile sunt în număr egal
(e) răspunsurile (b) și (d)

17. Izolatoarele și semiconductoarele se deosebesc prin:
(a) o bandă interzisă mai mare între banda de valență și cea de conducție (b) numărul de electroni liberi
(c) structura atomilor (d) toate acestea

18. Adăugarea de impurități într-un material semiconductor se numește:
(a) dopare (b) recombinare (c) modificare atomică (d) ionizare

19. Prin adăugarea în siliciu a unor atomi de impurificare trivalenți se creează:
(a) germaniu (b) un semiconductor de tip *p*
(c) un semiconductor de tip *n* (d) o regiune golită

20. Atomii de impurificare pentavalenți se adaugă pentru:
(a) a reduce conductibilitatea siliciului (b) a mări numărul de goluri
(c) a mări numărul de electroni liberi (d) a genera purtători minoritari

21. Într-un semiconductor de tip *n*, purtătorii majoritari sunt:
(a) golurile (b) electronii de valență
(c) electronii de conducție (d) protonii

22. Într-un semiconductor de tip *n*, golurile sunt:
(a) purtători minoritari generați termic
(b) purtători minoritari generați prin dopare
(c) purtători majoritari generați termic
(d) purtători majoritari generați prin dopare

23. Joncțiunea *pn* se formează la:
(a) recombinarea electronilor cu golurile
(b) ionizare
(c) limita de separare a semiconductoarelor de tip *n* și *p*
(d) ciocnirea dintre un proton și un neutron

24. Regiunea golită se creează prin:
(a) ionizare (b) difuzie (c) recombinare (d) toate acestea

25. Regiunea golită constă în:
(a) purtători minoritari în exclusivitate
(b) ioni pozitivi și negativi
(c) lipsa purtătorilor majoritari
(d) răspunsurile (b) și (c)

26. *Polarizare* înseamnă:
(a) raportul dintre numărul purtătorilor majoritari și al celor minoritari
(b) intensitatea curentului ce străbate joncțiunea *pn*
(c) o tensiune continuă aplicată pentru a determina funcționarea unui dispozitiv
(d) nimic dintre acestea

27. Pentru a polariza direct joncțiunea *pn* a unei diode:
(a) se aplică din exterior o tensiune cu plusul pe anod și minusul pe catod
(b) se aplică din exterior o tensiune cu minusul pe anod și plusul pe catod
(c) se aplică din exterior o tensiune cu plusul pe regiunea *p* și minusul pe regiunea *n*
(d) răspunsurile (a) și (c)

28. La polarizarea directă a unei joncțiuni *pn*:
(a) singurul curent este cel de goluri
(b) singurul curent este cel de electroni
(c) singurul curent este cel produs de purtătorii majoritari
(d) curentul este produs atât de goluri, cât și de electroni

29. Deși în polarizare inversă nu circulă curent,
(a) există totuși un mic curent datorat purtătorilor majoritari
(b) există un curent foarte mic datorat purtătorilor minoritari
(c) există un curent de avalanșă

30. La o diodă cu siliciu, valoarea tipică a tensiunii de polarizare directă:
(a) trebuie să fie mai mare de 0,3 V
(b) trebuie să fie mai mare de 0,7 V
(c) depinde de lățimea regiunii golite
(d) depinde de concentrația purtătorilor majoritari

31. În polarizare directă, dioda:
(a) nu conduce curentul
(b) conduce curentul
(c) are rezistență mare
(d) produce o cădere de tensiune mare

32. Un voltmetru conectat la bornele unei diode polarizate direct va indica o tensiune aproximativ egală cu:
(a) tensiunea bateriei de polarizare (b) 0 V
(c) potențialul de barieră al diodei (d) tensiunea totală din circuit

33. O diodă cu siliciu este legată în serie cu un rezistor de 1 kΩ și o baterie de 5 V. Dacă anodul este conectat la borna pozitivă a bateriei, tensiunea dintre catod și borna negativă a bateriei este de:
(a) 0,7 V (b) 0,3 V (c) 5,7 V (d) 4,3 V

34. Borna pozitivă a unui ohmmetru este conectată la anodul unei diode, iar cea negativă la catod. Dioda este:
(a) polarizată invers (b) deschisă (c) polarizată direct
(d) defectă (e) răspunsurile (b) și (d)

■ PROBLEME ELEMENTARE

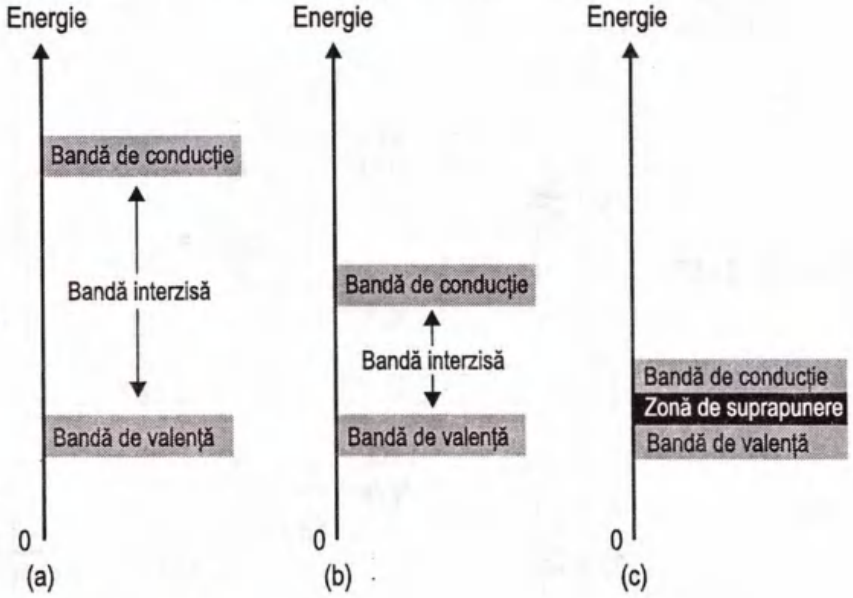
Secțiunea 1-1 Structura atomului

1. Dacă numărul atomic al unui atom neutru este 6, câți electroni are acel atom? Dar protoni?
2. Care este numărul maxim de electroni din pătura *M* a unui atom?

Secțiunea 1-2 Semiconductoare, conductoare şi izolatoare

3. Pentru fiecare dintre diagramele energetice din fig. 1-42, determinați categoria materialului, comparându-le relativ.
4. Un atom are patru electroni de valență. Ce fel de atom este?

FIGURA 1-42



Secțiunea 1-3 Legături covalente

5. Câte legături covalente formează un singur atom dintr-un cristal de siliciu?

Secțiunea 1-4 Conducția în semiconductoare

6. Ce se întâmplă dacă încălzim siliciul?

7. Numiți două niveluri energetice la care se produce curent în siliciu.

Secțiunea 1-5 Semiconductoare de tip *n* și de tip *p*

8. Descrieți procesul de dopare și explicați cum modifică el structura atomică a siliciului.
9. Ce este stibiul? Dar borul?

Secțiunea 1-6 Joncțiunea *pn*

10. Ce caracteristici are câmpul electric creat într-o joncțiune *pn*?
11. O joncțiune *pn* poate fi folosită ca sursă de tensiune datorită existenței potențialului de barieră? Explicați.

Secțiunea 1-7 Polarizarea joncțiunii *pn*

12. Pentru a polariza direct o joncțiune *pn*, la care dintre regiuni trebuie conectată borna pozitivă a sursei de tensiune?
13. Explicați de ce este necesară conectarea în serie a unui rezistor la polarizarea directă a unei joncțiuni *pn*.

Secțiunea 1-8 Caracteristica curent-tensiune a joncțiunii *pn*

14. Explicați cum se realizează porțiunea de polarizare directă a graficului caracteristicii.
15. Ce ar putea determina scăderea potențialului de barieră de la 0,7 V la 0,6 V?

Secțiunea 1-9 Dioda

16. Determinați dacă diodele din fig. 1-43 sunt polarizate direct sau invers.
17. Determinați căderea de tensiune pe fiecare dintre diodele din fig. 1-43, considerând că sunt diode cu germaniu, având rezistența în conducție inversă de 50 MΩ.

FIGURA 1-43

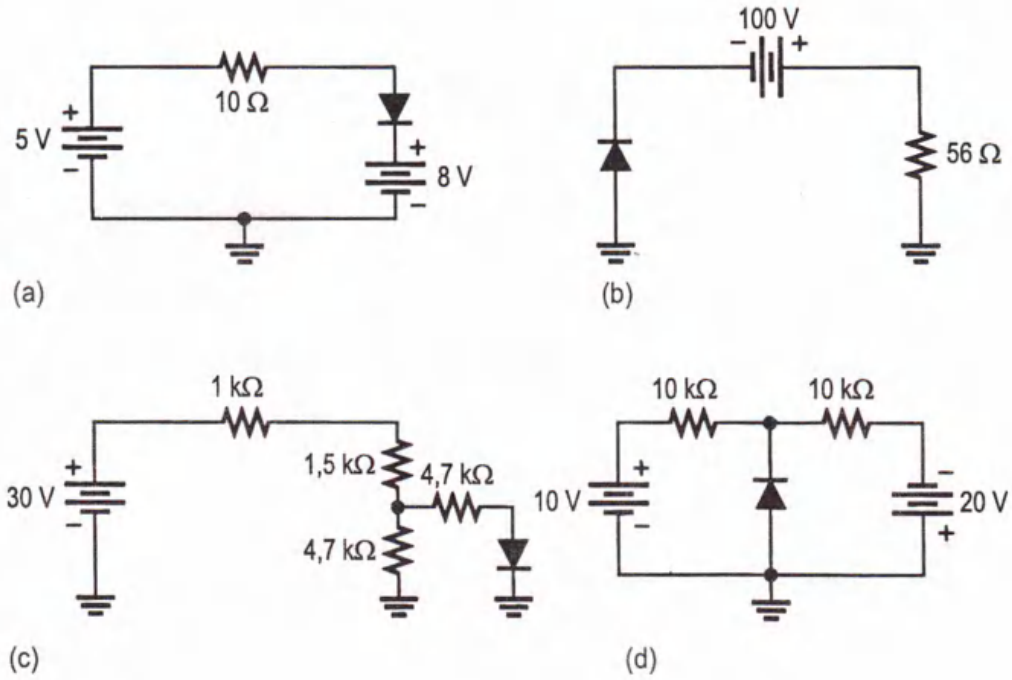
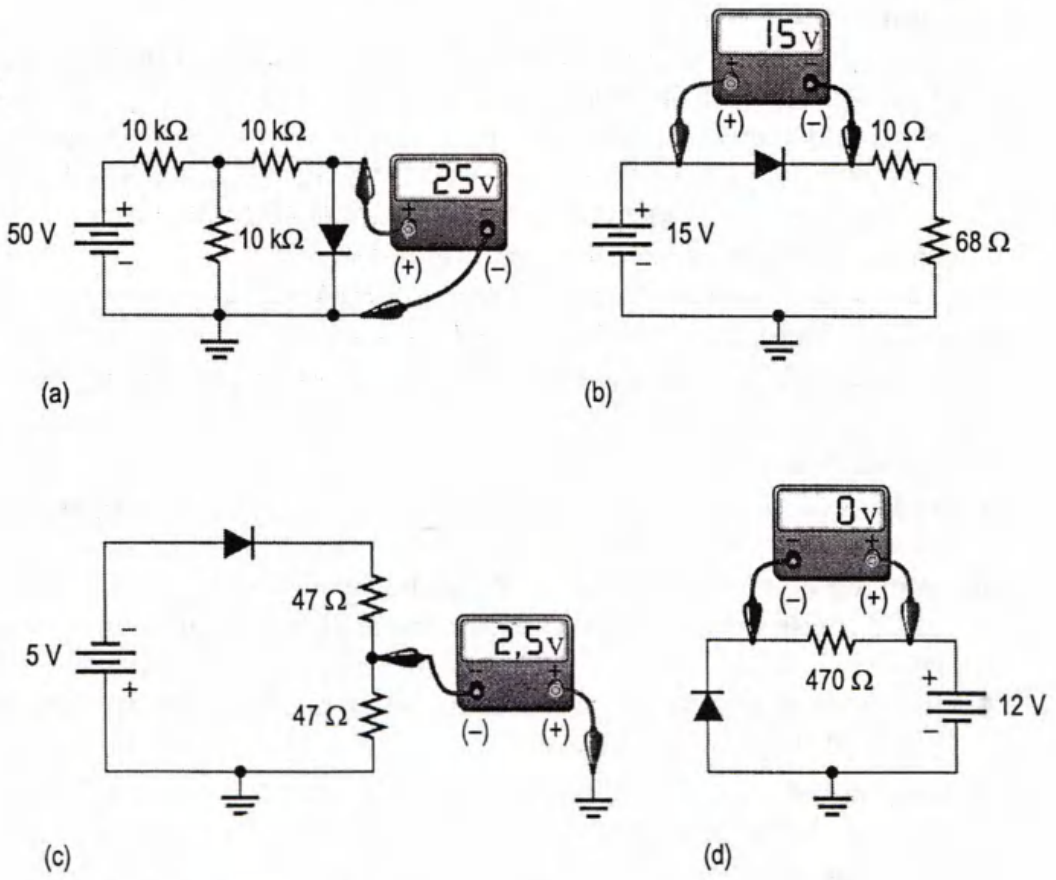


FIGURA 1-44



18. Citiți indicațiile aparatului de măsură din fig. 1-44 și spuneți dacă dioda funcționează corect, este întreruptă sau străpunsă.
19. Determinați tensiunea față de masă a fiecărui punct notat din figura 1-45. (Diodele sunt cu siliciu.)

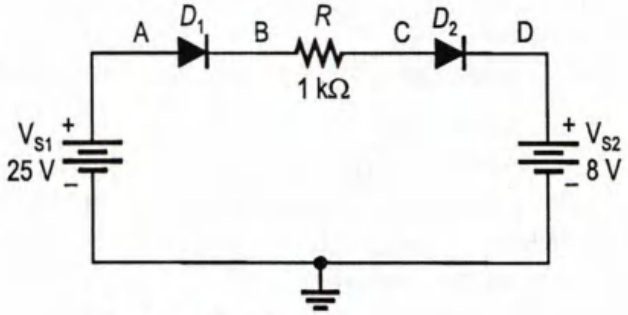


FIGURA 1-45

RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 1-1

1. Atomul este cea mai mică particulă care păstrează caracteristicile elementului chimic.
2. Electronul este particula elementară cu sarcină electrică negativă.
3. Electronii de valență sunt electronii situați în pătura de la exteriorul atomului.
4. Electronii liberi sunt electronii care au acumulat suficientă energie pentru a se desprinde din banda de valență a atomului-mamă.
5. Când un atom neutru pierde un electron, el devine ion pozitiv. Când un atom neutru primește un electron, el devine ion negativ.

Secțiunea 1-2

1. Conductoarele au mulți electroni liberi și conduc bine curentul. Izolatoarele nu au, în principiu, electroni liberi și nu conduc curentul.
2. Semiconductoarele nu conduc curentul la fel de bine ca și conductoarele. Din punctul de vedere al conductibilității, ele se situează între conductoare și izolatoare.
3. Conductoarele din categoria cuprului au un electron de valență.
4. Semiconductoarele au patru electroni de valență.
5. Cele mai bune conductoare sunt aurul, argintul și cuprul.
6. Semiconductorul cel mai larg utilizat este siliciul.
7. Deoarece electronii de valență ai semiconductoarelor sunt legați mai strâns de atom decât cei ai conductoarelor.

Secțiunea 1-3

1. Legăturile covalente se formează prin punerea în comun, de către atomii învecinați, a electronilor lor de valență.
2. Un material intrinsec este un material în stare pură.
3. Cristalul este o formă rigidă de substanță, alcătuită din atomi legați într-un mod specific.
4. Fiecare atom al unui cristal de siliciu deține opt electroni de valență, în comun cu atomii învecinați.

Secțiunea 1-4

1. Electronii liberi se găsesc în banda de conducție.
2. Electronii liberi (de conducție) sunt cei care formează curentul printr-un material.
3. Golurile sunt locurile libere rămase prin desprinderea electronilor din banda de valență.
4. Curentul de goluri se produce la nivelul benzii de valență.

Secțiunea 1-5

1. Doparea este procedeul de adăugare într-un semiconductor a unor atomi de impurificare pentru a modifica proprietățile conductoare ale acestuia.
2. Atomul pentavalent (donor) are cinci electroni de valență, iar atomul trivalent (acceptor) are trei electroni de valență.
3. Semiconductorul de tip *n* se realizează prin adăugarea unor atomi de impurificare pentavalenți în materialul intrinsec.
4. Semiconductorul de tip *p* se realizează prin adăugarea unor atomi de impurificare trivalenți în materialul intrinsec.
5. Într-un semiconductor de tip *n*, purtătorii majoritari sunt electronii liberi.
6. Într-un semiconductor de tip *p*, purtătorii majoritari sunt golurile.
7. Purtătorii majoritari sunt generați prin dopare.
8. Purtătorii minoritari sunt generați termic, din perechile electron-gol.
9. Semiconductoarele în stare pură sunt intrinseci. Semiconductoarele dopate (impurificate) sunt extrinseci.

Secțiunea 1-6

1. Joncțiunea *pn* este zona de trecere dintre un semiconductor de tip *n* și altul de tip *p*.
2. Difuzia este deplasarea electronilor liberi (purtători majoritari) din regiunea *n* către regiunea *p*, traversând joncțiunea *pn*.

3. Regiunea golită este formată din cele două zone înguste cu sarcini pozitive și negative, situate de o parte și de cealaltă a joncțiunii *pn*.
4. Potențialul de barieră este diferența de potențial dată de câmpul electric din regiunea golită și este proporțional cu energia necesară electronilor pentru a traversa regiunea golită.
5. Potențialul de barieră la o joncțiune *pn* de siliciu este de aproximativ 0,7 V.
6. Potențialul de barieră la o joncțiune *pn* de germaniu este de aproximativ 0,3 V.

Secțiunea 1-7

1. Când este polarizată direct, joncțiunea *pn* permite trecerea curentului. Electronii liberi din regiunea *n* traversează joncțiunea și se combină cu golurile din regiunea *p*.
2. Pentru a polariza direct o joncțiune *pn*, polul pozitiv al unei tensiuni de polarizare din exterior se aplică regiunii *p*, iar polul negativ al acesteia, regiunii *n*.
3. Când este polarizată invers, joncțiunea *pn* nu permite trecerea curentului, cu excepția unui curent invers extrem de mic.
4. Pentru a polariza invers o joncțiune *pn*, polul pozitiv al unei tensiuni de polarizare din exterior se aplică regiunii *n*, iar polul negativ al acesteia, regiunii *p*.
5. În polarizare directă, regiunea golită este mult mai îngustă decât în polarizare inversă.
6. Curentul de purtători majoritari se produce la polarizarea directă.
7. Curentul invers este produs de purtătorii minoritari.
8. Fenomenul de străpungere are loc atunci când tensiunea de polarizare inversă este egală sau mai mare cu tensiunea de străpungere a joncțiunii *pn*.
9. Avalanșa este creșterea rapidă a numărului de purtători de curent la străpungerea în polarizare inversă.

Secțiunea 1-8

1. Zona de curbură a graficului caracteristicii la polarizarea directă conține punctul în care se depășește potențialul de barieră, după care curentul crește foarte mult.
2. O joncțiune *pn* polarizată direct funcționează în mod normal deasupra zonei de curbură a graficului.
3. Tensiunea de străpungere este întotdeauna mult mai mare decât potențialul de barieră.
4. O joncțiune *pn* polarizată invers funcționează în mod normal sub punctul de străpungere din zona de curbură a graficului.
5. Potențialul de barieră scade la creșterea temperaturii.

Secțiunea 1-9

1. O diodă poate funcționa în polarizare directă și în polarizare inversă.
2. Dioda nu trebuie folosită niciodată în străpungere în avalanșă.
3. În mod ideal, dioda poate fi reprezentată ca un întrerupător.
4. Modelul complex al diodei mai cuprinde potențialul de barieră, rezistența dinamică și rezistența în conducție inversă.
5. În general este utilizat modelul practic al diodei (cu potențialul de barieră).

■ RĂSPUNSUL LA EXERCIȚIUL COMPLEMENTAR DE LA EXEMPLU

1-1 $V_F = 5$ V; $V_{LIMIT} = 0$

CAPITOLUL 2

Aplicații ale diodelor

Conținutul capitolului

2-1 Redresoare mono-alternanță
2-2 Redresoare dublă alternanță
2-3 Filtre pentru surse de alimentare
2-4 Circuite de limitare și axare cu diode
2-5 Multiplicatoare de tensiune
2-6 Cataloage de diode
2-7 Depanare
2-8 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

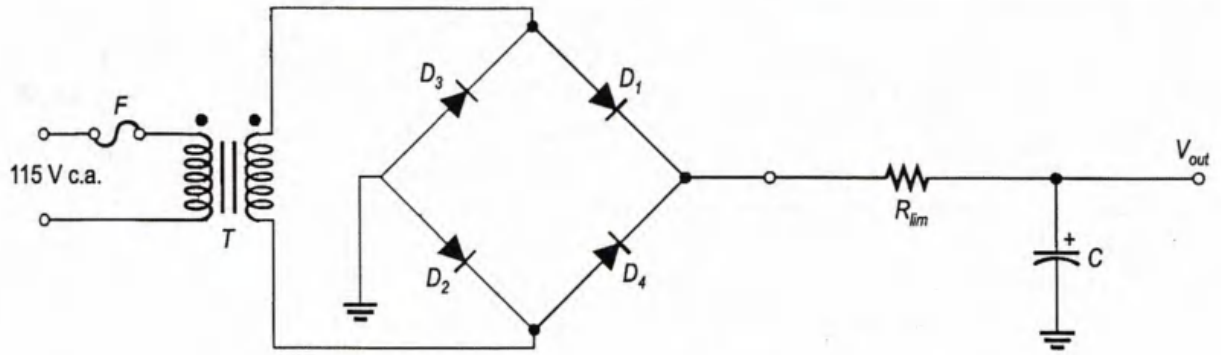
- Explicarea și analizarea funcționării redresoarelor mono-alternanță
- Explicarea și analizarea funcționării redresoarelor dublă alternanță
- Explicarea și analizarea funcționării și caracteristicilor filtrelor pentru sursele de alimentare
- Explicarea și analizarea funcționării circuitelor de limitare și axare cu diode
- Explicarea și analizarea funcționării multiplicatoarelor de tensiune cu diode
- Interpretarea și utilizarea cataloagelor de diode
- Depanarea circuitelor cu diode prin metode de uz larg

Introducere

Din capitolul 1 ați aflat că o diodă semiconductoare este un dispozitiv cu o singură joncțiune *pn*. Importanța acesteia pentru circuitele electronice nu poate fi minimalizată. Proprietatea diodei de a conduce curentul într-un sens și de a nu permite trecerea lui în sensul opus stă la baza funcționării multor tipuri de circuite. Unul dintre ele este redresorul de curent alternativ (c.a.), prezentat în acest capitol. Printre celelalte aplicații importante se numără limitatoarele cu diode, circuitele de axare cu diode și multiplicatoarele de tensiune cu diode.

Aplicația practică

Imaginați-vă că lucrați la o firmă de aparatură electronică și în atribuțiile dumneavoastră intră proiectarea și testarea unui modul sursă de alimentare pe care compania intenționează să-l includă în câteva dintre produsele sale. Aveți sarcina să învățați din acest capitol cât mai mult despre circuitele cu diode și să vă folosiți cunoștințele la aplicația practică din secțiunea 2-8.



2-1 REDRESOARE MONO-ALTERNANȚĂ

Datorită proprietății lor de a conduce curentul într-un sens și de a nu permite trecerea lui în sensul opus, diodele sunt utilizate în circuite care transformă tensiunea alternativă în tensiune continuă, numite redresoare. În toate sursele de curent continuu (c.c.) alimentate în curent alternativ se găsesc redresoare. Sursa de alimentare este un bloc esențial pentru funcționarea tuturor sistemelor electronice, de la cele mai simple la cele mai complexe. În secțiunea ce urmează veți studia cel mai simplu tip de redresor – redresorul mono-alternanță.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea redresoarelor mono-alternanță

- ▶ Să descrieți alcătuirea unei surse simple de c.c. cu redresare mono-alternanță
- ▶ Să calculați valoarea medie a tensiunii redresate mono-alternanță
- ▶ Să explicați efectul potențialului de barieră asupra ieșirii redresorului mono-alternanță
- ▶ Să definiți *tensiunea inversă de vârf* ($V_{R(V)}$*)
- ▶ Să descrieți un redresor mono-alternanță cu cuplaj prin transformator

Principiul sursei de alimentare de c.c.

O **sursă de alimentare** de c.c. transformă tensiunea alternativă de 220 V, 50 Hz**, furnizată consumatorilor casnici și disponibilă la prizele de perete, într-o tensiune constantă de c.c. Sursa de alimentare este unul dintre cele mai uzuale circuite electronice. Tensiunea de c.c. furnizată de o astfel de sursă este utilizată la alimentarea tuturor aparatelor electronice, ca, de exemplu, televizoare, combine audio, videocasetofoane, CD-ROM și echipamente de laborator.

Schema bloc de principiu a unei surse de alimentare este prezentată în fig. 2-1. **Redresorul** poate fi mono-alternanță sau dublă alternanță (acesta din urmă prezentat în

* În original, notația folosită este *PIV – peak inverse voltage*, în lb. engleză. (n.t.)

** În original, 110 V, 60 Hz – valori caracteristice rețelelor de distribuție a energiei electrice din America de Nord. (n.t.)

secțiunea 2-2). Redresorul transformă tensiunea de intrare de c.a. într-o tensiune pulsatorie de c.c. redresată mono-alternanță, după cum se poate observa. **Filtrul** elimină fluctuațiile tensiunii redresate, furnizând la ieșirea sa o tensiune de c.c. relativ constantă. Filtrele surselor de alimentare sunt discutate în secțiunea 2-3. **Stabilizatorul** este un circuit ce menține constantă tensiunea continuă, indiferent de variațiile tensiunii de intrare sau ale sarcinii. Stabilizatoarele pot fi realizate cu un singur dispozitiv sau cu circuite mai complexe. În capitolul 3 veți studia un stabilizator cu un singur dispozitiv. Sarcina sursei de alimentare este, în general, un circuit pentru care aceasta furnizează la ieșirea sa tensiunea continuă și curentul corespunzător.

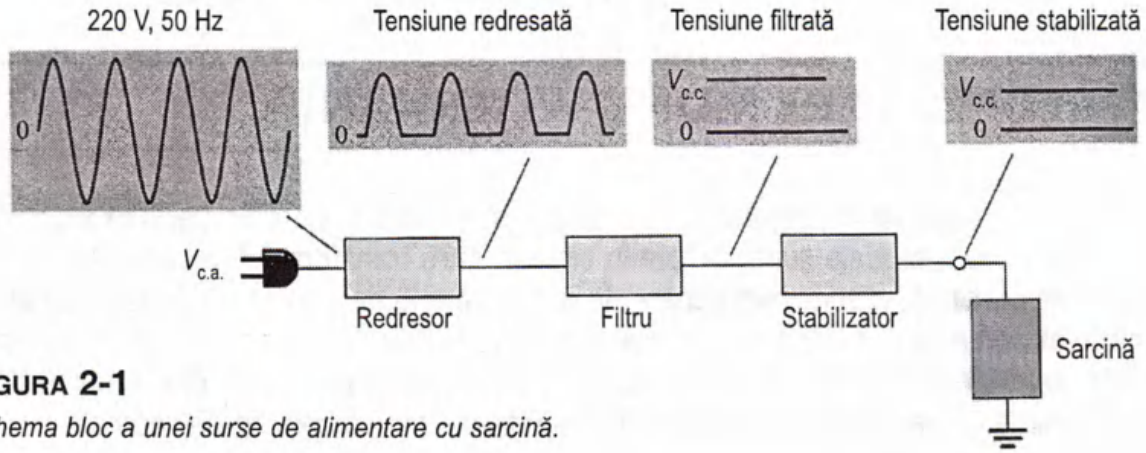


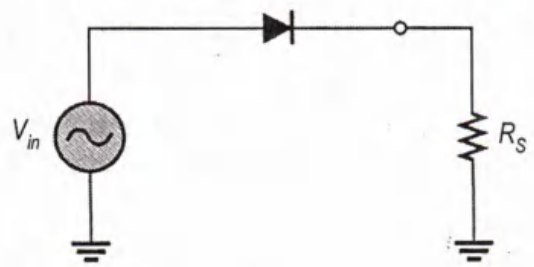
FIGURA 2-1

Schema bloc a unei surse de alimentare cu sarcină.

Redresorul mono-alternanță

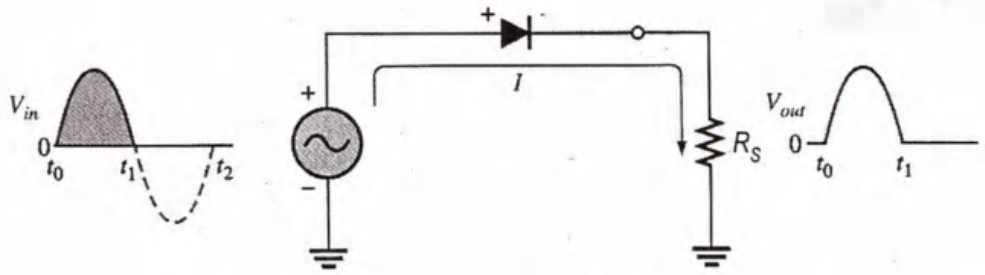
Figura 2-2 ilustrează procesul denumit *redresare mono-alternanță*. Dioda din fig. (a) este conectată la o sursă de c.a. care furnizează tensiunea de intrare V_{in} și la rezistorul de sarcină R_S*, constituind un **redresor mono-alternanță**. Rețineți că toate simbolurile de masă reprezintă, din punct de vedere electric, același punct. Să studiem, folosind modelul ideal al diodei, ce se întâmplă în decursul unei perioade a tensiunii de intrare. Când tensiunea de intrare sinusoidală (V_{in}) este pozitivă, dioda este polarizată direct și permite trecerea curentului prin rezistența de sarcină, cum se observă în fig. (b). Curentul produce o tensiune de ieșire pe sarcina R_S, a cărei formă de undă o reproduce pe cea a semiperioadei pozitive a tensiunii de intrare.

Când tensiunea de intrare ia valori negative, în a doua semiperioadă, dioda este polarizată invers. Curentul nu circulă, deci căderea de tensiune pe rezistența de sarcină este de 0 V, ca în fig. 2-2(c). În ansamblu, pe sarcină se transferă numai tensiunea de intrare corespunzătoare semiperioadei pozitive. Întrucât tensiunea de ieșire nu-și schimbă polaritatea, în fig. 2-2 (d) apare o *tensiune continuă pulsatorie* cu frecvența de 50 Hz.

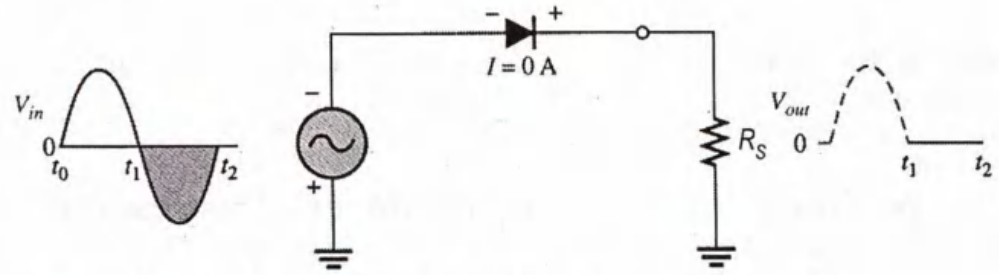


(a) Redresor mono-alternanță

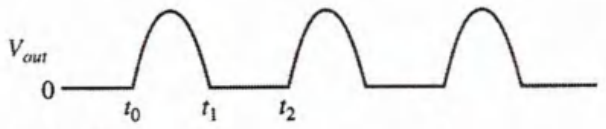
* În original, notația folosită este R_L. (n.t.)



(b) Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare de 50 Hz, tensiunea de ieşire are aceeaşi formă ca tensiunea de intrare. Circuitul se închide către sursă prin traseul de masă.



(c) Pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare curentul este 0, deci tensiunea de ieşire este tot 0.



(d) Tensiunea de ieşire pulsatorie de 50 Hz pentru trei perioade ale tensiunii de intrare.

FIGURA 2-2

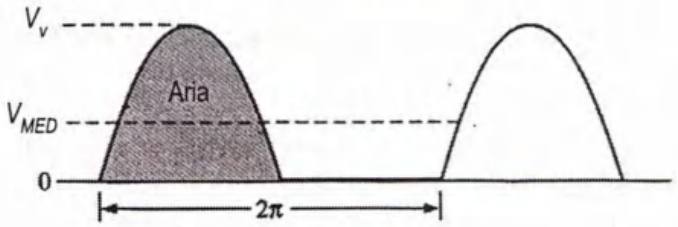
Funcționarea redresorului mono-alternanță. Dioda este considerată ideală.

Valoarea medie a tensiunii de ieşire pulsatorii Valoarea medie a tensiunii de ieșire redresate mono-alternanță este valoarea care ar fi indicată de un voltmetru de c.c. Matematic, ea se determină calculând aria de sub curbă pentru o perioadă completă, ca în fig. 2-3, și împărțind-o apoi la 2π – numărul de radiani dintr-o perioadă. Rezultatul este formula (2-1), unde V_v* este valoarea de vârf (maximă) a tensiunii. Calculele detaliate se găsesc în anexa B.

$$V_{MED} = \frac{V_v}{\pi} \tag{2-1}$$

FIGURA 2-3

Valoarea medie a semnalului redresat mono-alternanță.



* În original s-a folosit notația V_p. (n.t.)

EXEMPLUL 2-1

Care este valoarea medie a tensiunii pulsatorii din fig. 2-4?

FIGURA 2-4

Rezolvare

$$V_{MED} = \frac{V_v}{\pi} = \frac{100}{\pi} = 31,8\ \text{V}$$

Exercițiu complementar Determinați valoarea medie a tensiunii pulsatorii dacă valoarea sa de vârf este de 12 V.

Efectul potențialului de barieră asupra ieşirii redresorului mono-alternanță

În cele discutate mai sus am considerat dioda ca fiind ideală. Iată ce se întâmplă dacă utilizăm modelul practic al diodei, cu potențialul de barieră de 0,7 V. În semiperioada pozitivă, tensiunea de intrare trebuie să fie mai mare decât potențialul de barieră pentru ca dioda să fie polarizată direct. În cazul unei diode cu siliciu, aceasta înseamnă că valoarea de vârf a tensiunii de ieșire va fi cu 0,7 V mai mică decât valoarea de vârf a tensiunii de intrare, cum se arată în fig. 2-5. Pentru siliciu, expresia tensiunii de vârf la ieșire este:

$$V_{v(out)} = V_{v(in)} - 0,7\ \text{V} \qquad (2\text{-}2)$$

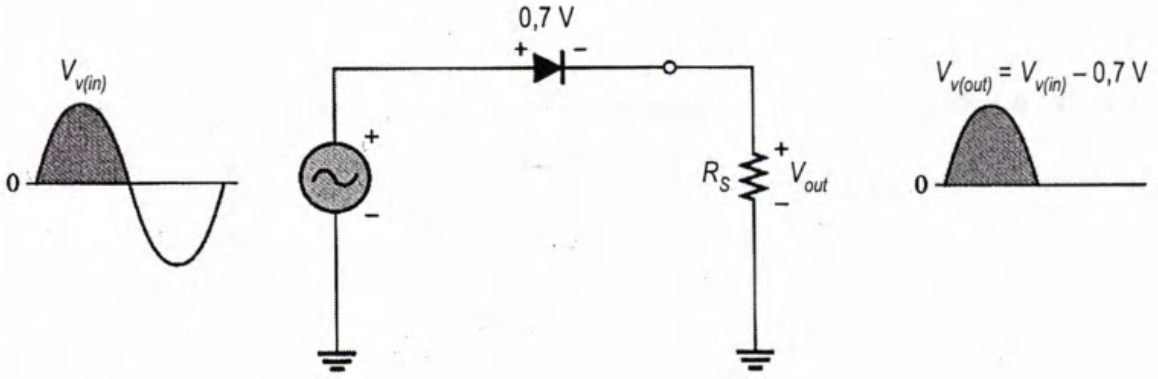


FIGURA 2-5

Efectul potențialului de barieră asupra tensiunii de ieşire redresate mono-alternanță (aici, pentru o diodă cu siliciu).

De obicei se folosește modelul ideal al diodei, adică se neglijează efectul potențialului de barieră, când valoarea de vârf a tensiunii de intrare este mult mai mare decât potențialul de barieră (minimum 10 V). Însă pentru consecvență vom folosi în continuare modelul practic al diodei cu siliciu, cu potențialul de barieră de 0,7 V, cu excepția cazurilor când menționăm abaterea de la această convenție.

EXEMPLUL 2-2

Reprezentați grafic tensiunea de ieșire pentru fiecare dintre redresoarele din fig. 2-6, având în vedere că tensiunea de intrare este cea din stânga.

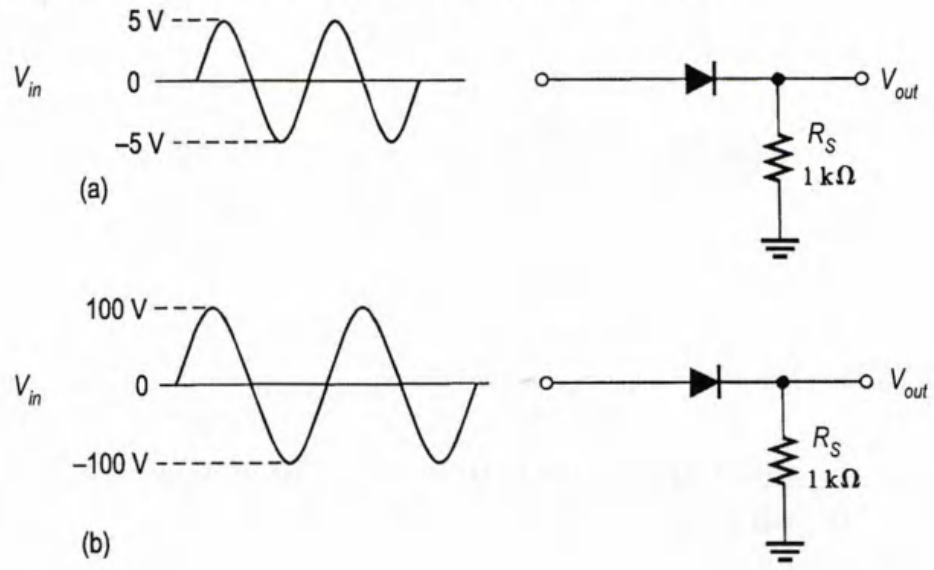


FIGURA 2-6

Rezolvare

Tensiunea de ieșire de vârf pentru circuitul (a) este:

$$V_{v(out)} = V_{v(in)} - 0{,}7\text{ V} = 5\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = \mathbf{4{,}30\text{ V}}$$

Tensiunea de ieșire de vârf pentru circuitul (b) este:

$$V_{v(out)} = V_{v(in)} - 0{,}7\text{ V} = 100\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = \mathbf{99{,}3\text{ V}}$$

Formele de undă ale tensiunii de ieșire sunt cele din fig. 2-7. Observați că potențialul de barieră ar fi putut fi neglijat în cazul circuitului (b), eroarea fiind foarte mică (0,7%), dar dacă ar fi fost neglijat pentru circuitul (a), eroarea rezultată ar fi fost semnificativă (14%).

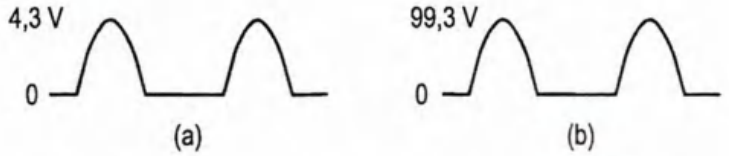


FIGURA 2-7

Tensiunile de ieșire ale circuitelor din figura 2-6, reprezentate la scări diferite.

Exercițiu complementar Determinați tensiunile de ieșire de vârf pentru redresoarele din fig. 2-6 dacă tensiunea de intrare de vârf pentru circuitul (a) este de 3 V, iar pentru circuitul (b), de 210 V.

Tensiunea inversă de vârf ($V_{R(V)}$)

Valoarea maximă a tensiunii inverse, denumită **tensiune inversă de vârf** ($V_{R(V)}$), este valoarea de vârf a fiecărei alternanțe negative a tensiunii de intrare când dioda este polarizată invers. Această situație este ilustrată în fig. 2-8. $V_{R(V)}$ este egală cu valoarea de

vârf a tensiunii de intrare, iar dioda trebuie să fie capabilă să suporte o tensiune inversă repetitivă de această valoare.

$$V_{R(V)} = V_{v(in)} \tag{2-3}$$

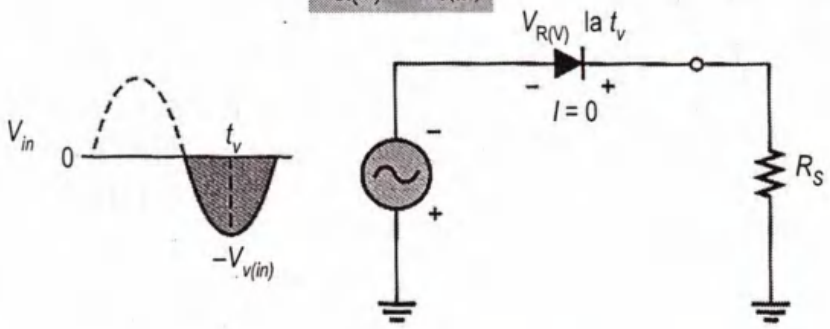


FIGURA 2-8

$V_{R(V)}$ este valoarea de vârf din fiecare semiperioadă a tensiunii de intrare când dioda este polarizată invers. În circuitul de față, $V_{R(V)}$ este valoarea de vârf din fiecare semiperioadă negativă.

Redresor mono-alternanță cuplat prin transformator la tensiunea de intrare

Transformatoarele se utilizează frecvent pentru a asigura cuplajul dintre sursa de tensiune alternativă și redresor, ca în fig. 2-9. Cuplajul prin transformator are două avantaje. În primul rând, permite ca tensiunea furnizată de sursă să fie mărită sau micșorată, după necesități. În al doilea rând, sursa de c.a. este izolată galvanic de redresor, prevenind astfel posibila electrocutare în circuitul secundar.

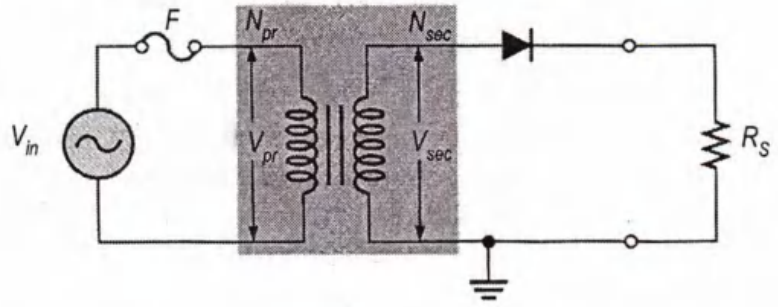


FIGURA 2-9

Redresor mono-alternanță cu tensiunea de intrare cuplată prin transformator.

Din cunoștințele elementare despre c.a., amintiți-vă că tensiunea din secundarul unui transformator este egală cu raportul de transformare (N_{sec}/N_{pr}) înmulțit cu tensiunea din primar, conform ecuației (2-4).

$$V_{sec} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pr}}\right) V_{pr} \tag{2-4}$$

Dacă $N_{sec} > N_{pr}$, tensiunea din secundar este mai mare decât cea din primar. Dacă $N_{sec} < N_{pr}$, tensiunea din secundar este mai mică decât cea din primar. Dacă $N_{sec} = N_{pr}$, atunci $V_{sec} = V_{pr}$.

EXEMPLUL 2-3

Determinați valoarea de vârf a tensiunii de ieșire pentru circuitul din fig. 2-10.

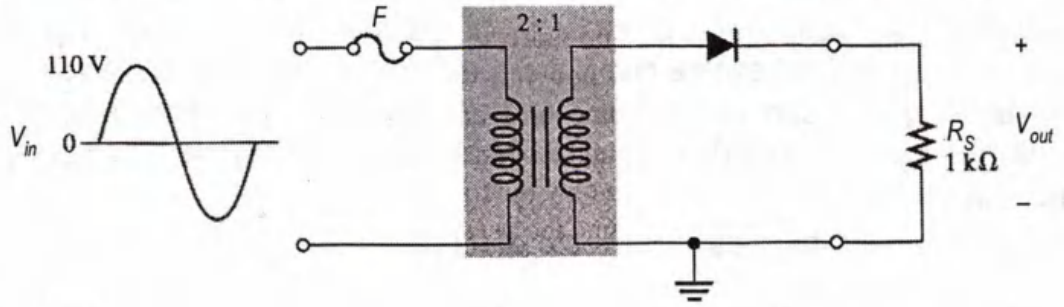


FIGURA 2-10

Rezolvare

$$V_{v(pr)} = V_{v(in)} = 110 \text{ V}$$

Tensiunea de vârf din secundar este:

$$V_{v(\text{sec})} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pr}}\right) V_{v(pr)} = 0{,}5(110V) = 55V$$

Tensiunea de ieșire de vârf redresată este:

$$V_{v(out)} = V_{v(sec)} - 0{,}7 \text{ V} = 55 \text{ V} - 0{,}7 \text{ V} = \mathbf{54{,}3 \text{ V}}$$

unde $V_{v(sec)}$ este tensiunea de la intrarea în redresor.

Exercițiu complementar

(a) Determinați valoarea de vârf a tensiunii de ieșire pentru circuitul din fig. 2-10 dacă $N_{sec}/N_{pr} = 2$ și $V_{v(in)} = 220$ V.

(b) Care este $V_{R(V)}$ pe diodă?

(c) Cum este tensiunea de ieșire dacă dioda este montată invers?

SECȚIUNEA 2-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În care punct al unei perioade tensiunea inversă ia valoarea de vârf?
2. La un redresor mono-alternanță, în ce procent, cu aproximație, din perioada tensiunii de intrare circulă curent prin sarcină?
3. Care este valoarea medie a tensiunii redresate mono-alternanță, dacă valoarea sa de vârf este de 10 V?
4. Care este valoarea de vârf a tensiunii de ieșire a unui redresor mono-alternanță, dacă valoarea de vârf a tensiunii sinusoidale de intrare este de 25 V?
5. Ce $V_{R(V)}$ trebuie să aibă o diodă pentru a putea fi folosită într-un redresor a cărui tensiune de ieșire de vârf este de 50 V?

2-2 REDRESOARE DUBLĂ ALTERNANȚĂ

Redresoarele mono-alternanță au câteva aplicații, însă de obicei în sursele de alimentare cu c.c. se utilizează redresoare dublă alternanță. În această secțiune vă veți pune în aplicare cunoștințele despre redresarea mono-alternanță la studiul redresoarelor dublă alternanță. Veți învăța despre două tipuri de redresoare dublă alternanță: cu priză mediană și în punte.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea redresoarelor dublă alternanță

- ▶ Să arătați prin ce se deosebește redresarea mono-alternanță de cea dublă alternanță
- ▶ Să calculați valoarea medie a tensiunii redresate dublă alternanță
- ▶ Să explicați funcționarea unui redresor dublă alternanță cu priză mediană
- ▶ Să explicați efectul raportului de transformare al transformatorului asupra tensiunii de ieșire redresate
- ▶ Să determinați tensiunea inversă de vârf ($V_{R(V)}$)
- ▶ Să explicați funcționarea unui redresor dublă alternanță în punte
- ▶ Să faceți comparația între redresoarele dublă alternanță cu priză mediană și în punte

Redresarea dublă alternanță se deosebește de cea mono-alternanță prin faptul că **redresorul dublă alternanță** permite trecerea prin sarcină a curentului în același sens pe întreaga perioadă a semnalului de intrare (un ciclu complet de 360°), pe când redresorul mono-alternanță permite aceasta numai într-una dintre semiperioade. În consecință, redresorul dublă alternanță furnizează la ieșire un semnal pulsatoriu cu frecvența dublă față de cea a semnalului de intrare (frecvența semiperioadei), ca în fig. 2-11.

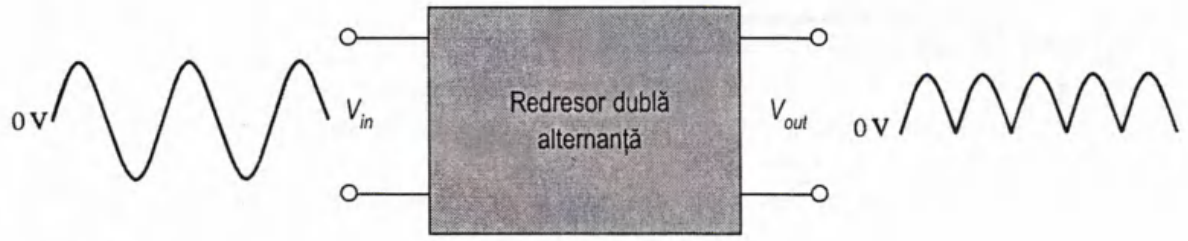


FIGURA 2-11

Redresarea dublă alternanță.

Întrucât numărul alternanțelor pozitive ale semnalului redresat dublă alternanță este dublu față de cel rezultat din redresarea mono-alternanță pentru un interval de timp dat, valoarea medie a tensiunii obținute prin redresarea dublă alternanță a unui semnal sinusoidal este dublă față de cazul redresării mono-alternanță, cum reiese și din formula:

$$V_{MED} = \frac{2V_p}{\pi} \quad (2\text{-}5)$$

EXEMPLUL 2-4

Aflați valoarea medie a tensiunii redresate dublă alternanță din fig. 2-12.

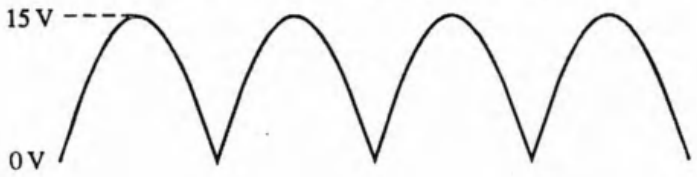


FIGURA 2-12

Rezolvare

$$V_{MED} = \frac{2V_v}{\pi} = \frac{2(15\,\text{V})}{\pi} = 9{,}55\,\text{V}$$

Exercițiu complementar Aflați valoarea medie a tensiunii redresate dublă alternanță dacă valoarea sa de vârf este de 155 V.

Redresoare dublă alternanță cu priză mediană

Redresorul dublă alternanță **cu priză mediană** este format din două diode conectate la secundarul unui transformator cu priză mediană, ca în fig. 2-13. Tensiunea de intrare ajunge, prin intermediul transformatorului, în secundarul cu priză mediană. Între priza mediană a secundarului și fiecare dintre capetele acestuia se regăsește câte o jumătate din tensiunea totală din secundar.

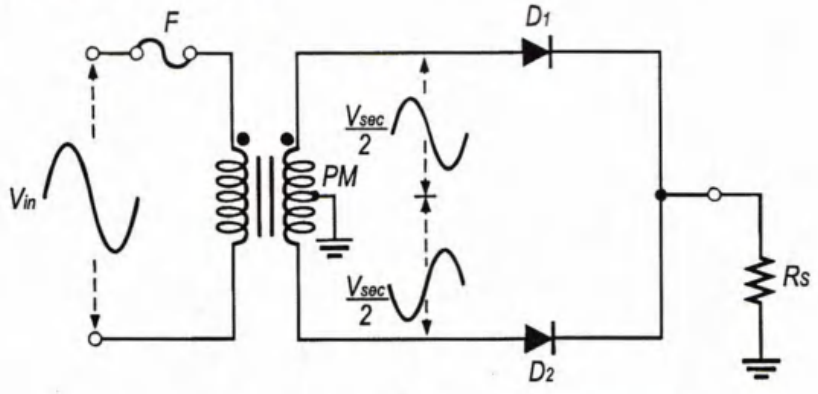


FIGURA 2-13
Redresor dublă alternanță cu priză mediană.

Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare, polaritățile tensiunilor din secundar sunt cele din fig. 2-14(a). În aceste condiții, dioda D_1 este polarizată direct, iar D_2 este polarizată invers. Circuitul se închide prin D_1 și rezistorul de sarcină R_S, cum este marcat pe figură. Pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare, polaritățile tensiunilor din secundar sunt cele din fig. 2-14(b). În aceste condiții, dioda D_1 este polarizată invers, iar D_2 este polarizată direct. Circuitul se închide prin D_2 și rezistorul de sarcină R_S, ca în figură. Întrucât curentul circulă prin sarcină în același sens atât în semiperioada pozitivă a semnalului de intrare, cât și în cea negativă, tensiunea de ieșire, de pe rezistorul de sarcină, este o tensiune continuă, redresată dublă alternanță, așa cum se poate observa.

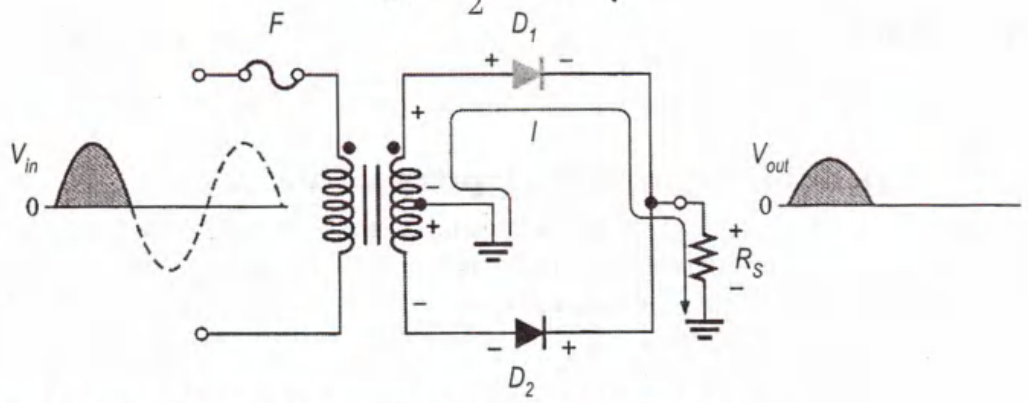
Efectul raportului de transformare asupra tensiunii de ieșire Dacă raportul de transformare al transformatorului este 1, valoarea de vârf a tensiunii de ieșire redresate este egală cu jumătate din valoarea de vârf a tensiunii de intrare din primar, din care se scade potențialul de barieră, ca în fig. 2-15. Aceasta se explică prin faptul că în fiecare jumătate din înfășurarea secundară apare câte o jumătate din tensiunea din primar ($V_{v(sec)}=V_{v(pr)}$).

Uneori vom numi **cădere de tensiune pe diodă** tensiunea directă datorată potențialului de barieră.

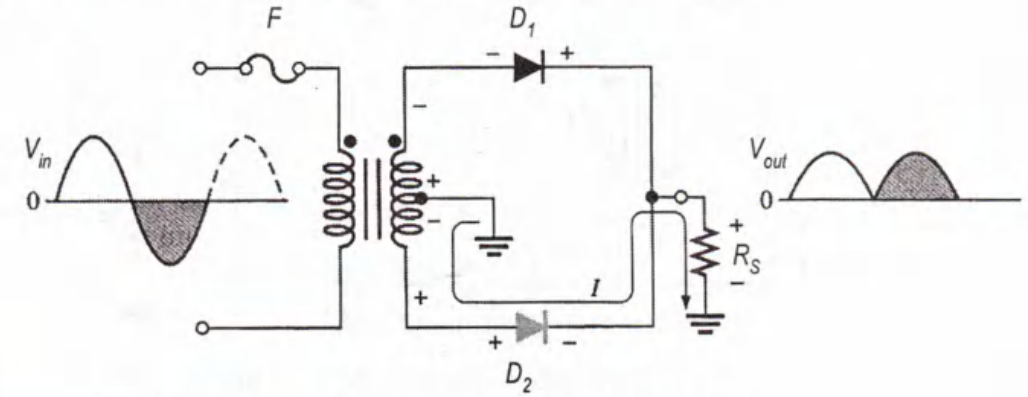
Pentru a obține o valoare de vârf a tensiunii de ieșire egală cu valoarea de vârf a tensiunii de intrare (mai puțin căderea de tensiune pe diodă) este necesar un transformator având raportul de transformare $N_{sec}/N_{pr} = 2$, ca în fig. 2-16. În acest caz, tensiunea din secundar (V_{sec}) este egală cu dublul tensiunii din primar ($2V_{pr}$), deci tensiunea pe fiecare jumătate a înfășurării secundarului este egală cu V_{pr}.

Rețineți că tensiunea de ieșire a unui redresor dublă alternanță cu priză mediană este întotdeauna egală cu jumătate din tensiunea totală din secundar minus căderea de tensiune pe diodă, oricare ar fi raportul de transformare.

$$V_{out} = \frac{V_{sec}}{2} - 0{,}7 \text{ V} \tag{2-6}$$



(a) Pentru alternanța pozitivă D1 este polarizată direct, iar D2 este polarizată invers.



(b) Pentru alternanța negativă D2 este polarizată direct, iar D1 este polarizată invers.

FIGURA 2-14

Principiul de funcționare al redresorului dublă alternanță cu priză mediană. Observați că prin rezistorul de sarcină curentul circulă totdeauna în același sens pe întreaga perioadă, deci tensiunea de ieșire păstrează aceeași polaritate.

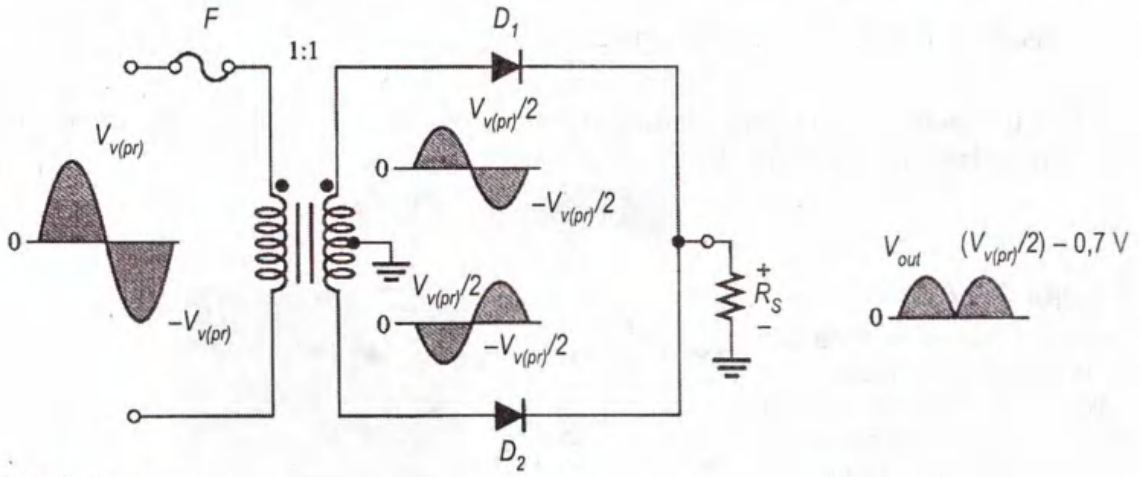


FIGURA 2-15

Redresor dublă alternanță cu priză mediană, cu transformator având raportul de transformare 1. $V_{v(pr)}$ este valoarea de vârf a tensiunii din primar.

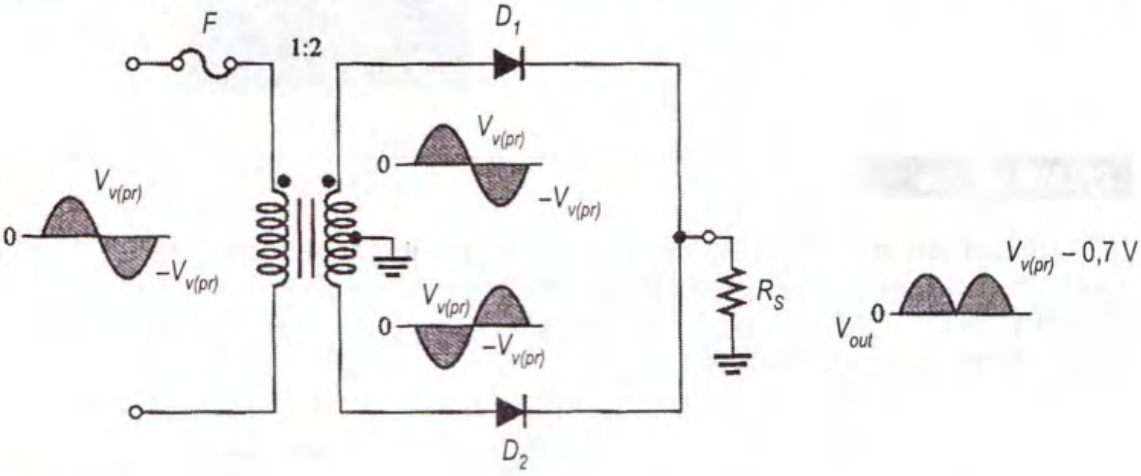


FIGURA 2-16

Redresor dublă alternanță cu priză mediană, cu transformator având raportul de transformare 2.

Tensiunea inversă de vârf Fiecare diodă a redresorului dublă alternanță este alternativ polarizată direct și invers. Tensiunea inversă maximă pe care fiecare diodă trebuie să o suporte este tensiunea de vârf din secundar, $V_{v(sec)}$. Acest lucru este prezentat în fig. 2-17.

Când tensiunea totală din secundar are polaritatea indicată în figură, tensiunea maximă pe anodul diodei D_1 este $+V_{v(sec)}/2$, iar tensiunea maximă pe anodul diodei D_2 este $-V_{v(sec)}/2$. Întrucât D_1 este polarizată direct, pe catodul ei se regăsește aceeași tensiune ca pe anod minus căderea de tensiune pe diodă; aceasta este și tensiunea de pe catodul diodei D_2. Aplicând legea a II-a a lui Kirchhoff pe bucla ce conține diodele, rezultă tensiunea inversă de vârf pe D_2:

$$V_{R(V)} = \left(\frac{V_{v(sec)}}{2} - 0,7\text{ V}\right) - \left(\frac{-V_{v(sec)}}{2}\right) = \frac{V_{v(sec)}}{2} + \frac{V_{v(sec)}}{2} - \quad 0,7\text{ V} = V_{v(sec)} - 0,7\text{ V}$$

Întrucât $V_{v(out)} = V_{v(sec)}/2 - 0,7$ V, atunci, prin înmulțirea cu 2 a acestei egalități obținem:

$$V_{v(sec)} = 2V_{v(out)} + 1,4\text{ V}$$

Tensiunea inversă de vârf funcție de tensiunea de vârf din secundar este:

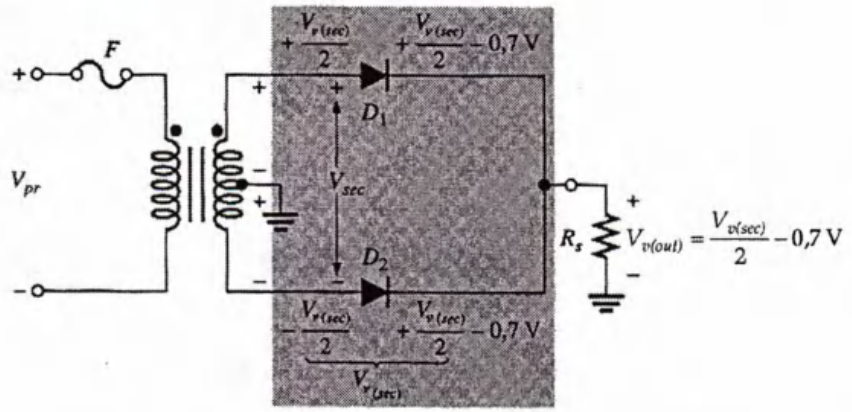
$$V_{R(V)} = V_{v(sec)} - 0{,}7\ V$$

Din ultimele două ecuații rezultă expresia tensiunii inverse de vârf pe oricare dintre diodele redresorului dublă alternanță cu priză mediană:

$$V_{R(V)} = 2V_{v(out)} + 0{,}7\ V \tag{2-7}$$

FIGURA 2-17

Tensiunea inversă pe diodă (aici, D_2 în polarizare inversă). Valoarea $V_{R(V)}$ este dublul valorii de vârf a tensiunii de ieşire plus căderea de tensiune pe diodă.



EXEMPLUL 2-5

Reprezentați grafic formele de undă din fiecare jumătate a înfășurării secundarului și din R_S dacă în înfășurarea primară se aplică o tensiune sinusoidală cu valoarea de vârf de 100 V, în circuitul din fig. 2-18. Care este $V_{R(V)}$ minimă pe care trebuie să o suporte fiecare dintre cele două diode?

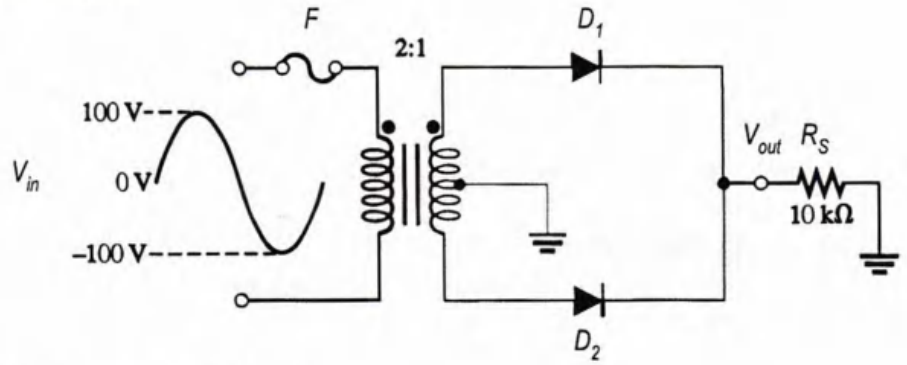


FIGURA 2-18

Rezolvare

Tensiunea totală de vârf din secundar este:

$$V_{v(sec)} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pr}}\right) V_{v(pr)} = (0{,}5)\times 100\ V = 50\ V$$

Tensiunea de vârf pe fiecare jumătate a secundarului este de 25 V. Tensiunea de ieșire în sarcină are valoarea de vârf de 25 V minus căderea de tensiune pe diodă, de 0,7 V. Neglijând-o pe aceasta din urmă, fiecare diodă trebuie să poată suporta $V_{R(V)}$ minimă având valoarea:

$$V_{R(V)} = 50\ V$$

Formele de undă sunt prezentate în fig. 2-19.

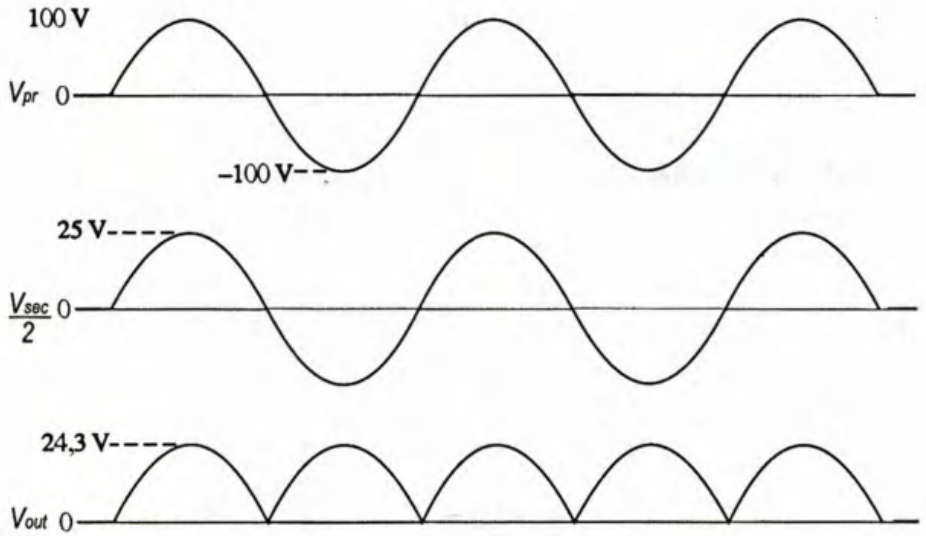
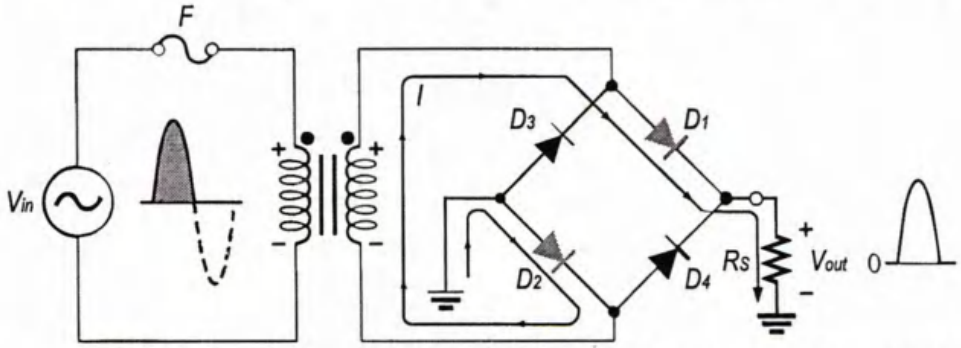


FIGURA 2-19

Exercițiu complementar Ce $V_{R(V)}$ trebuie să suporte diodele din fig. 2-18 pentru ca valoarea de vârf a tensiunii de intrare să poată fi de 160 V?

Redresorul dublă alternanță în punte

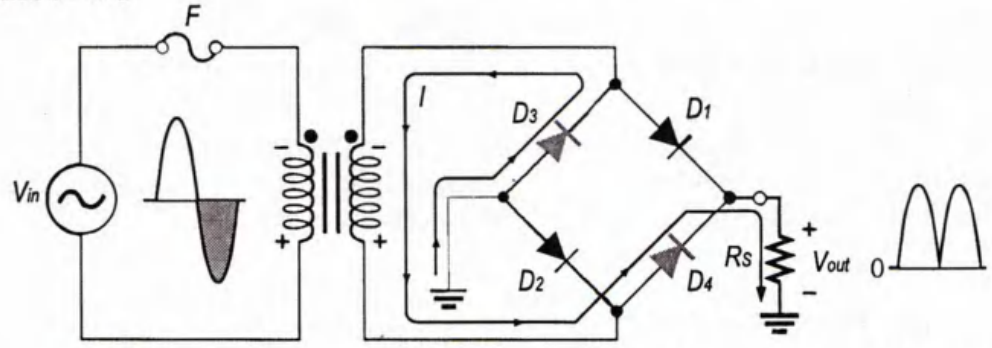
Redresorul dublă alternanță **în punte** folosește patru diode dispuse ca în fig. 2-20. Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare (fig. (a)), diodele D_1 și D_2 sunt polarizate direct, iar curentul circulă în sensul marcat. Pe R_S apare o tensiune ce reproduce alternanța pozitivă a tensiunii de intrare. În tot acest timp, diodele D_3 și D_4 sunt polarizate invers.



(a) Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare, diodele D1 şi D2 sunt polarizate direct şi conduc curentul. Diodele D3 şi D4 sunt polarizate invers.

FIGURA 2-20

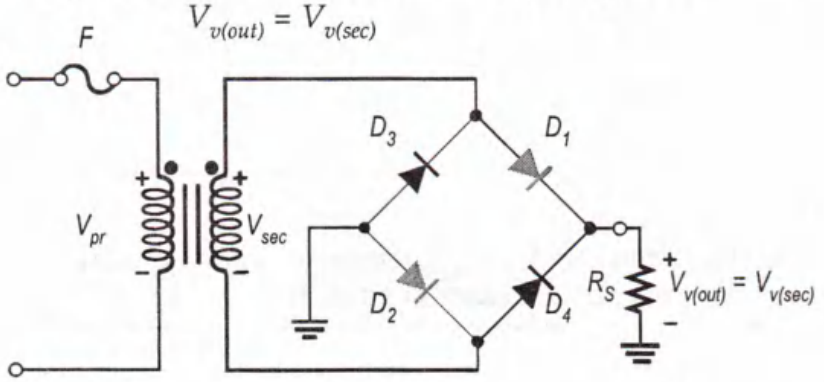
Funcționarea redresorului dublă alternanță în punte.



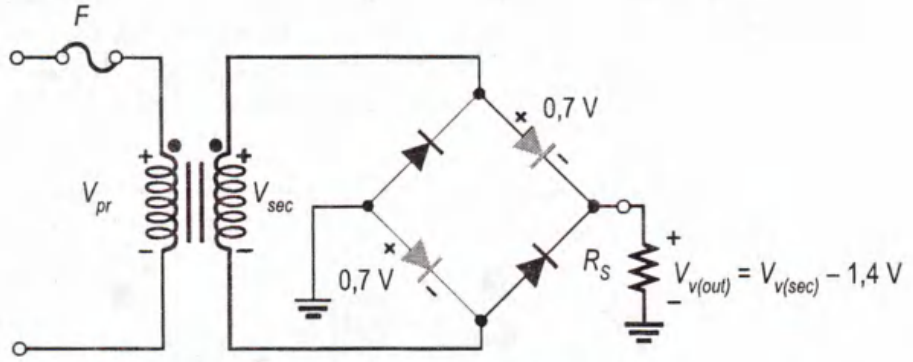
(b) Pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare, diodele D3 şi D4 sunt polarizate direct şi conduc curentul. Diodele D1 şi D2 sunt polarizate invers.

Pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare (fig. 2-20(b)), diodele D_3 și D_4 sunt polarizate direct, iar curentul circulă prin R_S în același sens ca și în cazul alternanței pozitive. În tot acest timp, diodele D_1 și D_2 sunt polarizate invers. Rezultatul de ansamblu este apariția pe R_S a unei tensiuni de ieșire redresată dublă alternanță.

Tensiunea de ieșire din punte În fig. 2-21(a) este prezentat un redresor în punte cu tensiunea de intrare cuplată prin transformator. Pentru alternanța pozitivă a tensiunii totale din secundar, diodele D_1 și D_2 sunt polarizate direct. Neglijând căderea de tensiune pe diode, tensiunea pe rezistorul de sarcină o reproduce pe cea din secundar. La fel se întâmplă când D_3 și D_4 sunt polarizate direct, pentru alternanța negativă.



(a) Diode ideale



(b) Diode reale (s-a luat în considerație căderea de tensiune pe ele)

FIGURA 2-21
Funcționarea punții pentru alternanța pozitivă a tensiunii din secundar.

După cum puteți observa în fig. 2-21(b), două dintre diode sunt întotdeauna în serie cu rezistorul de sarcină atât pentru alternanțele pozitive, cât și pentru cele negative. Dacă luăm în considerație căderile de tensiune pe aceste diode, tensiunea de ieșire este:

$$V_{v(out)} = V_{v(sec)} - 1,4 \text{ V} \qquad (2\text{-}8)$$

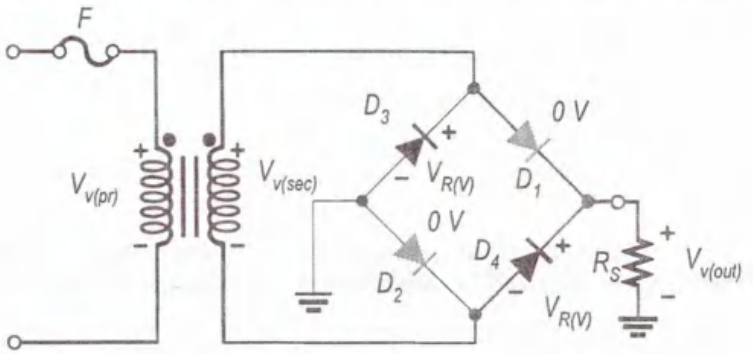
Tensiunea inversă de vârf Să presupunem că D_1 și D_2 sunt polarizate direct și să examinăm tensiunea inversă pe D_3 și D_4. Considerând diodele D_1 și D_2 drept conexiuni directe (în scurtcircuit – modelul ideal al diodei), ca în fig. 2-22(a), veți observa că D_3 și D_4 au tensiunea inversă de vârf egală cu tensiunea de vârf din secundar. Ținând cont că tensiunea de ieșire este egală, *în cazul ideal*, cu cea din secundar,

$$V_{R(V)} = V_{v(out)}$$

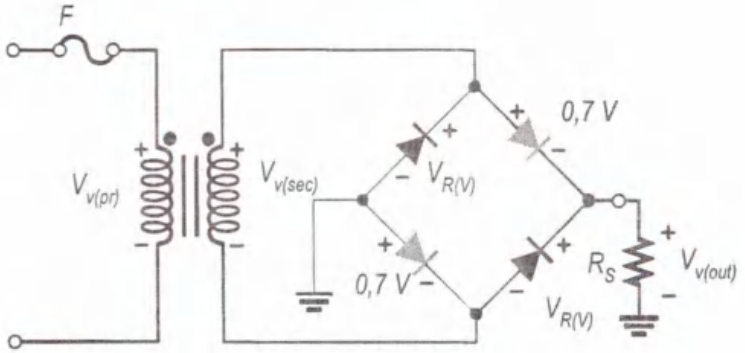
Dacă luăm în considerație și căderile de tensiune pe diodele polarizate direct, ca în fig. 2-22(b), $V_{R(V)}$ pentru fiecare dintre diodele polarizate invers, în funcție de $V_{v(out)}$, va fi:

$$V_{R(V)} = V_{v(out)} + 0{,}7\ V \qquad (2\text{-}9)$$

$V_{R(V)}$ pentru diodele care intră în alcătuirea punții este mai mică decât cea necesară pentru diodele din configurația cu priză mediană. Neglijând căderea de tensiune pe diode, pentru obținerea *aceleiași* tensiuni de ieșire, diodele din redresorul în punte trebuie să suporte numai jumătate din $V_{R(V)}$ necesară diodelor din redresorul cu priză mediană.



(a) Folosind modelul ideal al diodei (diodele D1 şi D2 sunt polarizate direct), $V_{R(V)} = V_{v(out)}$



(b) Folosind modelul practic al diodei (diodele D1 şi D2 sunt polarizate direct), $V_{R(V)} = V_{v(out)} + 0{,}7\ V$

FIGURA 2-22

Tensiunile inverse de vârf pe diodele D_3 şi D_4 ale unui redresor în punte, pentru alternanța pozitivă a tensiunii din secundar.

EXEMPLUL 2-6

Determinați tensiunea de ieșire de vârf pentru redresorul în punte din fig. 2-23. Ce $V_{R(V)}$ trebuie să suporte diodele cu siliciu? Se știe că în secundarul transformatorului se obține o tensiune eficace de 12 V pentru o tensiune de 110 V în primar.

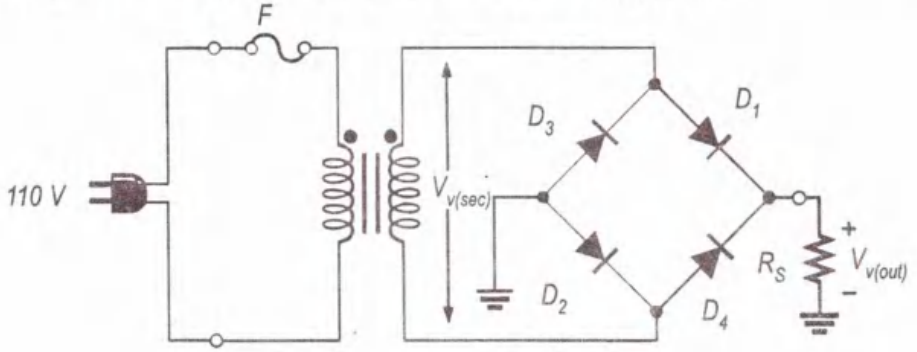


FIGURA 2-23

Rezolvare

Tensiunea de ieșire de vârf (ținând cont de căderea de tensiune pe două diode) este:

$$V_{v(sec)} = 1{,}414\ V_{ef} = 1{,}414\ (12\ V) \cong 17\ V$$

$$V_{v(out)} = V_{v(sec)} - 1{,}4\ V = 17\ V - 1{,}4\ V = \mathbf{15{,}6\ V}$$

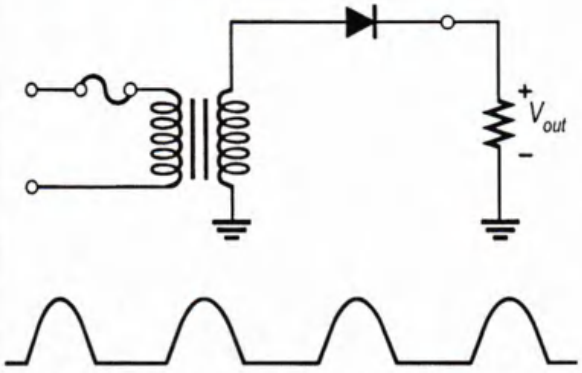
$V_{R(V)}$ pentru fiecare diodă este:

$$V_{R(V)} = V_{v(out)} + 0{,}7\ V = 15{,}6\ V + 0{,}7\ V = \mathbf{16{,}3\ V}$$

Exercițiu complementar Determinați tensiunea de ieșire de vârf pentru redresorul în punte din fig. 2-23 dacă transformatorul furnizează în secundar o tensiune eficace de 30 V. Ce $V_{R(V)}$ trebuie să suporte diodele cu siliciu?

Redresoare pentru surse de alimentare - rezumat

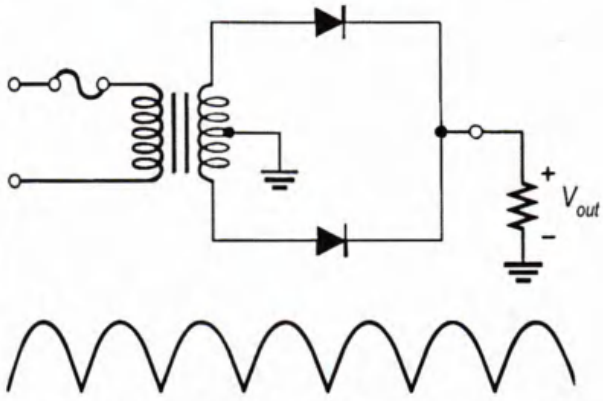
Redresorul mono-alternanță



Forma de undă a tensiunii de ieșire

- Valoarea de vârf la ieșire:
  $V_{v(out)} = V_{v(sec)} - 0{,}7\ V$
- Valoarea medie la ieșire:
  $$V_{MED} = \frac{V_{v(out)}}{\pi}$$
- Tensiunea inversă de vârf a diodei:
  $V_{R(V)} = V_{v(sec)}$

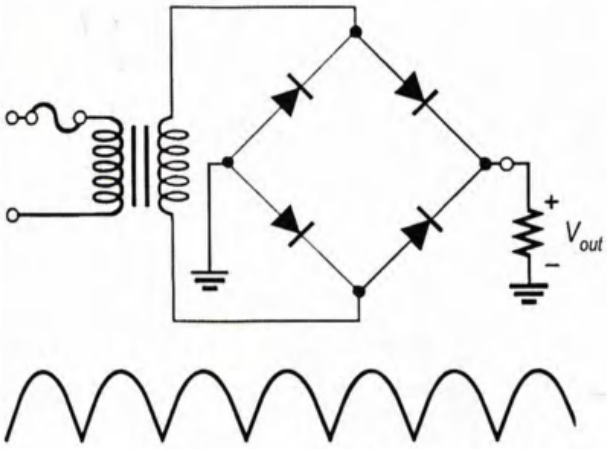
Redresorul dublă alternanță cu priză mediană



Forma de undă a tensiunii de ieșire

- Valoarea de vârf la ieșire:
  $$V_{v(out)} = \frac{V_{v(sec)}}{2} - 0{,}7\ V$$
- Valoarea medie la ieșire:
  $$V_{MED} = \frac{2V_{v(out)}}{\pi}$$
- Tensiunea inversă de vârf a diodei:
  $V_{R(V)} = 2V_{v(out)} + 0{,}7\ V$

Redresorul dublă alternanță în punte



Forma de undă a tensiunii de ieșire

- Valoarea de vârf la ieșire:
  $V_{v(out)} = V_{v(sec)} - 1{,}4\ V$
- Valoarea medie la ieșire:
  $V_{MED} = \frac{2V_{v(out)}}{\pi}$
- Tensiunea inversă de vârf a diodei:
  $V_{R(V)} = V_{v(out)} + 0{,}7\ V$

SECȚIUNEA 2-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește tensiunea mono-alternanță de cea dublă alternanță?
2. Care este valoarea medie a tensiunii redresate dublă alternanță, dacă valoarea sa de vârf este de 60 V?
3. Ce tip de redresor dublă alternanță furnizează la ieșire cea mai mare tensiune, pentru o aceeași tensiune de intrare și același raport de transformare al transformatorului?
4. Pentru a obține o valoare de vârf a tensiunii de ieșire de 45 V, în ce configurație de redresor puteți folosi diode cu $V_{R(V)}$ de 50 V?
5. Ce $V_{R(V)}$ trebuie să aibă diodele folosite în celălalt tip de redresor decât cel de la întrebarea 4?

2-3 FILTRE PENTRU SURSE DE ALIMENTARE

Filtrele din cadrul surselor de alimentare elimină, teoretic, fluctuațiile de tensiune de la ieșirea redresoarelor mono-alternanță sau dublă alternanță, furnizând o tensiune continuă de nivel constant. Filtrarea este necesară deoarece circuitele electronice au nevoie, pentru a funcționa corect, de o sursă constantă de tensiune continuă și curent, care să le asigure alimentarea și polarizarea. Filtrele se realizează cu condensatoare sau combinații de condensatoare și bobine, așa cum veți afla din paginile ce urmează.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea și caracteristicile filtrelor de alimentare

- ▶ Să explicați rolul filtrului
- ▶ Să descrieți un filtru capacitiv
- ▶ Să definiți *tensiunea pulsatorie* și *factorul de ondulație*
- ▶ Să protejați un filtru capacitiv față de curentul de suprasarcină

- ▶ Să descrieți un filtru *LC*
- ▶ Să prezentați pe scurt filtrele în π și în T.

Așa cum am arătat anterior, majoritatea alimentatoarelor trebuie să transforme tensiunea alternativă a rețelei de alimentare, de 50 Hz, într-o tensiune continuă suficient de constantă. Tensiunea continuă pulsatorie, de 50 Hz, de la ieșirea unui redresor mono-alternanță sau cea de 100 Hz, de la ieșirea unui redresor dublă alternanță trebuie filtrată în scopul reducerii variațiilor mari de tensiune. Figura 2-24 ilustrează principiul filtrelor, care furnizează la ieșire o tensiune continuă aproape netedă. Micile fluctuații ale tensiunii de ieșire a filtrului se numesc *pulsații* (*riplu*).

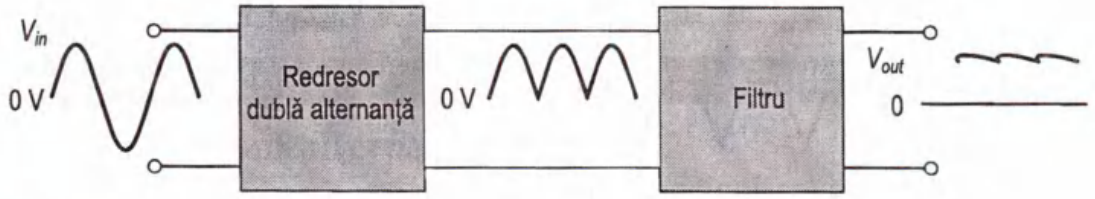


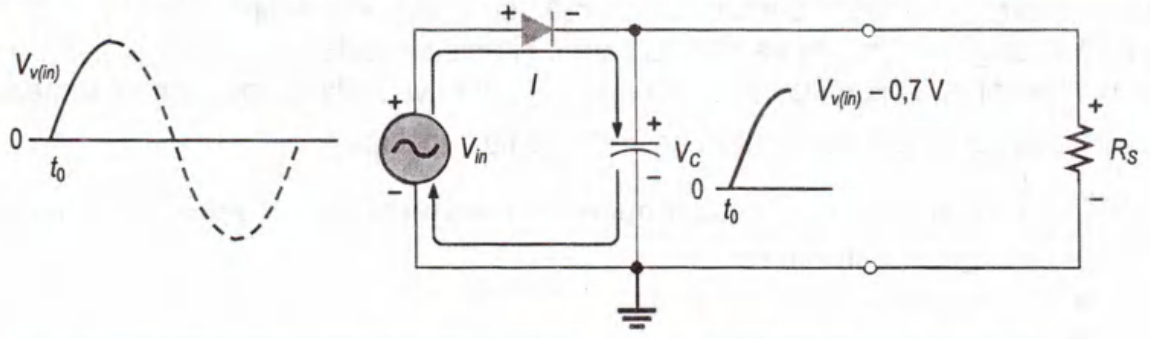
FIGURA 2-24

Filtrarea în sursele de alimentare.

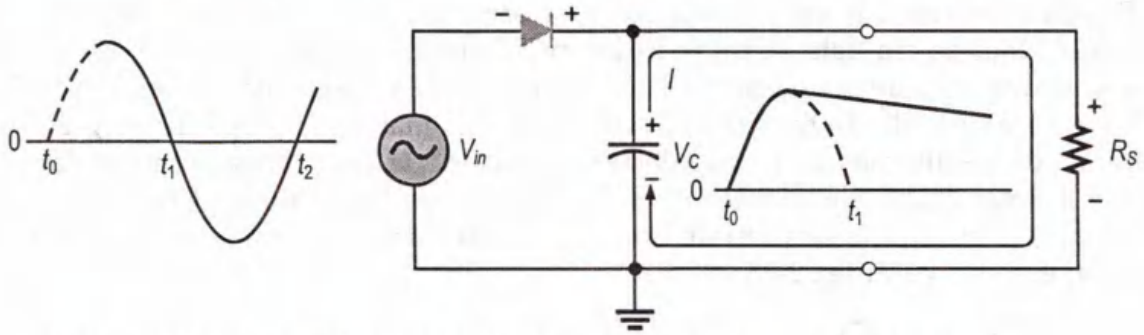
Filtrul capacitiv

În fig. 2-25 este prezentat un redresor mono-alternanță cu filtru capacitiv. R_S reprezintă rezistența echivalentă a sarcinii. Pentru expunerea principiului vom lua ca exemplu redresarea mono-alternanță, după care vom extinde raționamentul la redresarea dublă alternanță.

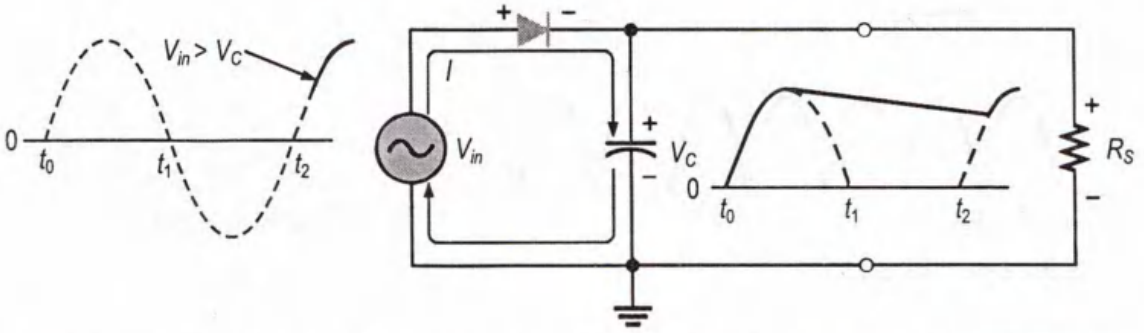
Pentru valorile pozitive din primul sfert de perioadă a semnalului de intrare, dioda este polarizată direct, permițând condensatorului să se încarce cu diferența dintre valoarea de vârf a semnalului de intrare și valoarea de 0,7 V, cum se arată în fig. 2-25 (a). Când semnalul de intrare începe să descrească, după ce depășește vârful, ca în fig. (b), condensatorul rămâne încărcat și dioda devine polarizată invers deoarece potențialul catodului este pozitiv față de cel al anodului. În ultima parte a perioadei, condensatorul se poate descărca numai prin rezistența de sarcină, descărcarea fiind caracterizată de constanta de timp R_SC, care, în mod normal, este mai mare decât perioada semnalului de intrare. Cu cât constanta de timp este mai mare, cu atât condensatorul se va descărca mai puțin. În primul sfert al perioadei următoare, ilustrat în fig. (c), dioda devine din nou polarizată direct când tensiunea de intrare o depășește pe cea de pe condensator cu aproximativ 0,7 V.



(a) Condensatorul se încarcă prima dată (cu dioda polarizată direct) la închiderea circuitului de alimentare.



(b) Condensatorul se descarcă prin RS după depăşirea vârfului alternanței pozitive, când dioda este polarizată invers. Descărcarea are loc pe porțiunea semnalului de intrare marcată cu linie continuă.



(c) Condensatorul se încarcă din nou până la tensiunea de intrare de vârf când dioda devine iarăşi polarizată direct. Această încărcare are loc pe porțiunea semnalului de intrare marcată cu linie continuă.

FIGURA 2-25

Funcționarea redresorului mono-alternanță cu filtru capacitiv.

Tensiunea pulsatorie După cum am spus, condensatorul se încarcă rapid la începutul perioadei și se descarcă lent prin R_S după trecerea de vârful de tensiune pozitiv (când dioda este polarizată invers). Variațiile de tensiune de pe condensator datorate încărcărilor și descărcărilor succesive se numesc **pulsații ale tensiunii**. În general, aceste pulsații sunt supărătoare. Prin urmare, cu cât pulsațiile sunt mai mici, cu atât filtrarea este mai eficientă, cum se observă în fig. 2-26.

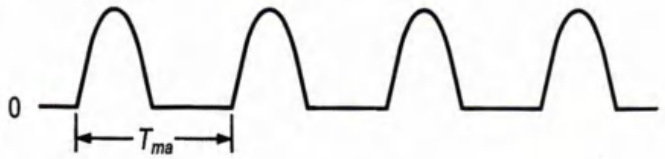
(a) Pulsații mai mari înseamnă o filtrare mai puțin eficientă.

(b) Pulsații mai mici înseamnă o filtrare mai eficientă.

FIGURA 2-26

Tensiune pulsatorie redresată mono-alternanță (linia continuă).

Pentru o frecvență de intrare dată, frecvența de ieșire a unui redresor dublă alternanță este dublă față de cea dată de un redresor mono-alternanță, cum prezintă fig. 2-27. Din această cauză, tensiunea de ieșire a unui redresor dublă alternanță este mai ușor de filtrat deoarece distanța dintre vârfurile succesive este mai mică. După filtrare, tensiunea redresată dublă alternanță are ondulația mai mică decât cea redresată mono-alternanță pentru *aceleași* valori ale rezistenței de sarcină și condensatorului. Condensatorul se descarcă mai puțin în intervalul de timp, mai scurt, dintre vârfurile tensiunii redresate dublă alternanță, ca în fig. 2-28.



(a) Mono-alternanță (ma)

$$f_{ma} = \frac{1}{T_{ma}} = \frac{1}{20 \text{ ms}} = 50 \text{ Hz}$$

(b) Dublă alternanță (da)

$$T_{da} = \frac{T_{ma}}{2}$$

$$f_{da} = \frac{1}{T_{da}} = 2\left(\frac{1}{20 \text{ ms}}\right) = 2 f_{ma}$$

$$= 2\,(50 \text{ Hz}) = 100 \text{ Hz}$$

FIGURA 2-27

Frecvențele tensiunilor redresate mono- și dublă alternanță pornind de la tensiunea de intrare sinusoidală de 50 Hz.

Factorul de ondulație **Factorul de ondulație (r^*)** este un indice al eficienței filtrării și se definește ca:

$$r = \frac{V_{r(vv)}}{V_{c.c.}} \tag{2-10}$$

unde $V_{r(vv)}$ este ondulația vârf la vârf a tensiunii, iar $V_{c.c.}$ este valoarea medie a tensiunii continue de la ieșirea filtrului, ca în fig. 2-29. Cu cât factorul de ondulație este mai mic, cu atât filtrul este mai bun. *Factorul de ondulație poate fi micșorat prin creșterea capacității condensatorului de filtrare sau prin creșterea rezistenței de sarcină.*

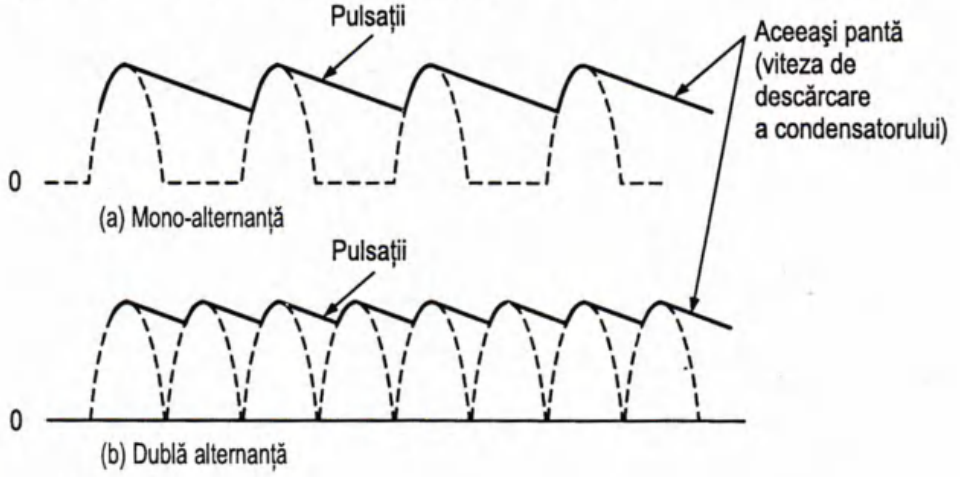


FIGURA 2-28

Comparație între pulsațiile tensiunii după redresarea mono-alternanță și dublă alternanță a aceleiași tensiuni sinusoidale de intrare, cu același condensator de filtrare și aceeași sarcină.

* În lucrările în limba română, notat și cu γ. (n.t.)

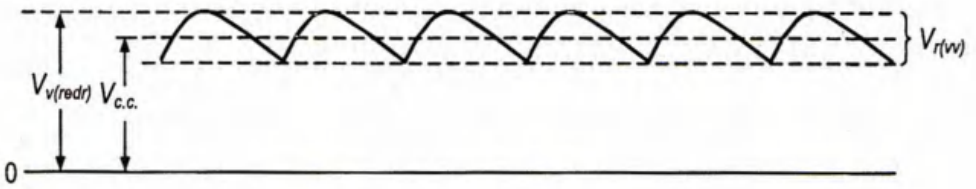


FIGURA 2-29

$V_{r(vv)}$ şi $V_{c.c.}$ determină factorul de ondulaţie.

În cazul filtrării capacitive a unei tensiuni redresate dublă alternanţă, expresiile aproximative pentru tensiunea pulsatorie vârf la vârf, $V_{r(vv)}$, şi pentru tensiunea continuă de la ieşirea filtrului, $V_{c.c.}$, sunt următoarele:

$$V_{r(vv)} \cong \left(\frac{1}{fR_SC}\right)V_{v(redr)} \tag{2-11}$$

$$V_{c.c.} \cong \left(1-\frac{1}{2fR_SC}\right)V_{v(redr)} \tag{2-12}$$

Aceste expresii aproximative sunt prezentate mai detaliat în anexa B şi au la bază câteva ipoteze simplificatoare.

EXEMPLUL 2-7

Determinaţi factorul de ondulaţie pentru redresorul în punte cu filtru din fig. 2-30.

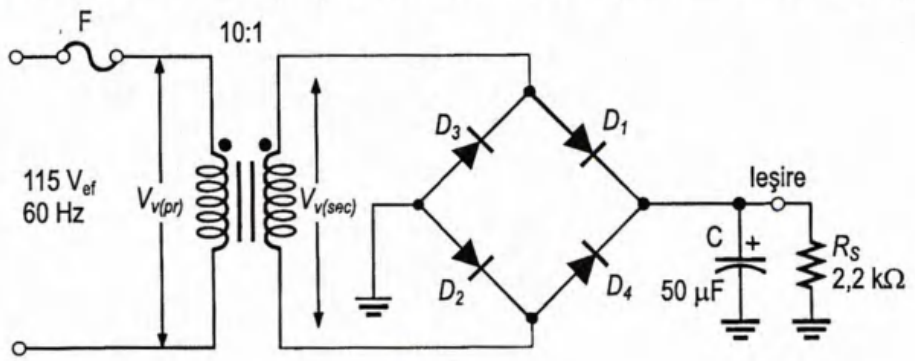


FIGURA 2-30

Rezolvare

Tensiunea de vârf din primar este:

$$V_{v(pr)} = 1{,}414\ V_{ef} = (1{,}414)115\ \text{V} = 163\ \text{V}$$

Tensiunea de vârf din secundar este:

$$V_{v(sec)}\left(\frac{N_{sec}}{N_{pr}}\right)V_{v(pr)} = \left(\frac{1}{60}\right)163\ \text{V} = 16{,}3\ \text{V}$$

Tensiunea de vârf redresată, la intrarea filtrului, este:

$$V_{v(redr)} = V_{v(sec)} - 1{,}4\ \text{V} \doteq 16{,}3\ \text{V} - 1{,}4\ \text{V} = 14{,}9\ \text{V}$$

Frecvența tensiunii redresate dublă alternanță este de 120 Hz.

Valoarea aproximativă, vârf la vârf, a tensiunii pulsatorii de ieșire este:

$$V_{r(vv)} \cong \left(\frac{1}{fR_SC}\right)V_{v(redr)} = \left(\frac{1}{(120\text{ Hz})(2{,}2\text{ k}\Omega)(50\ \mu\text{F})}\right)14{,}9\text{ V} = 1{,}13\text{ V}$$

Valoarea aproximativă a tensiunii continue de ieșire se determină astfel:

$$V_{\text{c.c.}} \cong \left(1-\frac{1}{2fR_SC}\right)V_{v(redr)} = \left(1-\frac{1}{(240\text{ Hz})(2{,}2\text{ k}\Omega)(50\ \mu\text{F})}\right)14{,}9\text{ V} = 14{,}3\text{ V}$$

Rezultă factorul de ondulație:

$$r = \frac{V_{r(vv)}}{V_{\text{c.c.}}} = \frac{1{,}13\text{ V}}{14{,}3\text{ V}} = 0{,}079$$

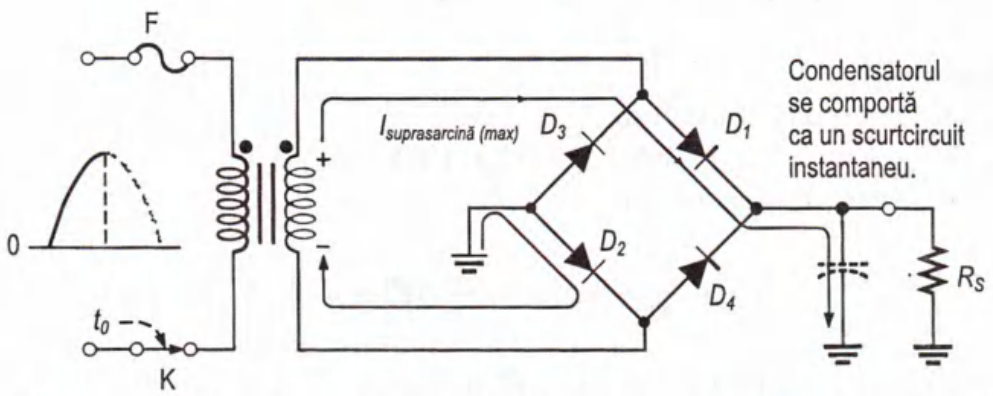
Procentual, ondulația este de 7,9%.

Exercițiu complementar Determinați tensiunea pulsatorie vârf la vârf în cazul în care capacitatea de filtrare din fig. 2-30 devine 100 μF, iar rezistența de sarcină devine 12 kΩ.

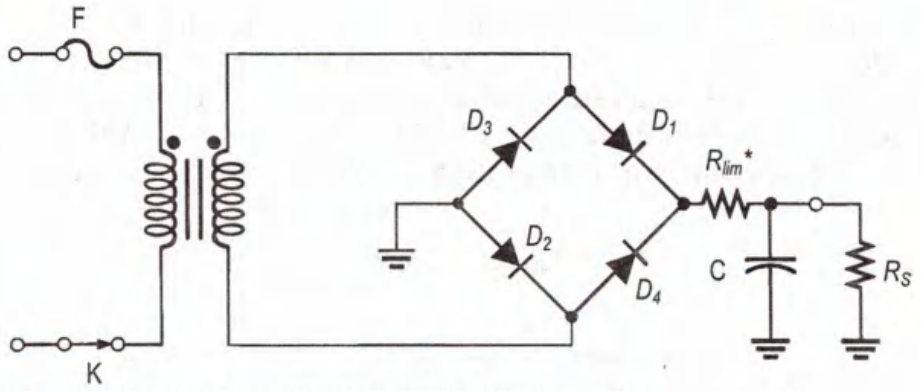
Curentul de suprasarcină la filtrul capacitiv Înainte de închiderea întrerupătorului din fig. 2-31(a), condensatorul de filtrare nu este încărcat. În momentul închiderii întrerupătorului, tensiunea ajunge pe punte și condensatorul neîncărcat se comportă ca un scurtcircuit, cum este reprezentat. Aceasta produce un curent inițial de suprasarcină $I_{suprasarcină}$ prin cele două diode polarizate direct, D_1 și D_2. În cazul cel mai defavorabil, întrerupătorul se închide în momentul în care tensiunea din secundar are valoarea de vârf, iar curentul de suprasarcină produs în aceste condiții are valoarea maximă, $I_{suprasarcină\ (max)}$, ca în figură.

Curentul de suprasarcină poate distruge diodele și, pentru a preveni acest lucru, uneori se montează un rezistor de limitare a lui, ca în fig. 2-31(b). Valoarea acestui rezistor trebuie să fie mică în comparație cu R_S. De asemenea, diodele trebuie să poată suporta un curent accidental de suprasarcină. În cataloagele de diode, valoarea maximă a acestui curent este notată I_{FSM}. Valoarea minimă a rezistorului de limitare se poate calcula astfel:

$$R_{\text{lim}} = \frac{V_{v(sec)} - 1{,}4\text{ V}}{I_{FSM}} \qquad (2\text{-}13)$$



(a) Curentul maxim de suprasarcină se produce când închidem întrerupătorul în momentul în care semnalul de intrare are valoarea de vârf.



(b) Prin înserierea unui rezistor (R_{lim}) se limitează curentul de suprasarcină.

FIGURA 2-31

Curentul de suprasarcină la filtrul capacitiv.

Filtrul LC

Când în configurația filtrului se adaugă o bobină, ca în fig. 2-32, se realizează o atenuare mai pronunțată a pulsațiilor. La frecvența de ondulație de 100 Hz, bobina are reactanța mare, iar reactanța capacitivă este mică atât față de X_L, cât și față de R_S. Cele două reactanțe formează un divizor de tensiune alternativă care tinde să reducă semnificativ pulsațiile tensiunii față de cazul când se folosește un simplu filtru capacitiv, deoarece cea mai mare parte a tensiunii alternative cade pe X_L, cum se vede în fig. 2-33.

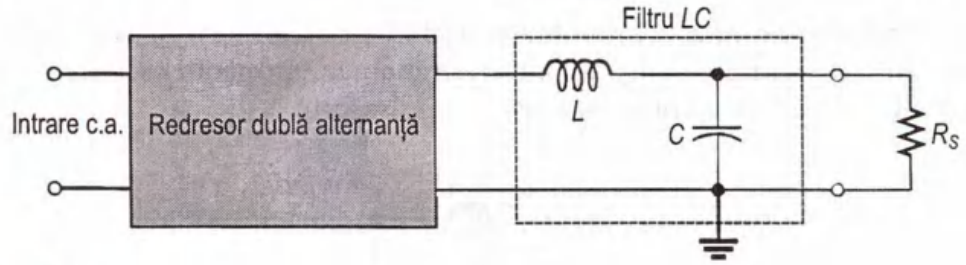


FIGURA 2-32

Redresor dublă alternanță cu filtru LC.

Valoarea pulsațiilor de tensiune la ieșirea filtrului se determină din formula divizorului de tensiune:

$$V_{r(out)} = \left(\frac{X_C}{|X_L - X_C|} \right) V_{r(in)}$$

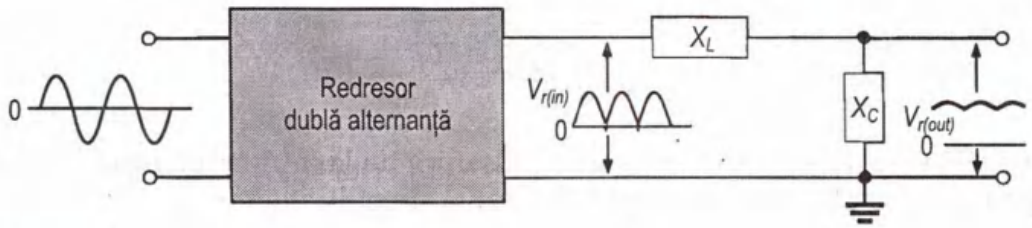


FIGURA 2-33

Filtrul LC față de componenta de c.a. a tensiunii redresate dublă alternanță.

* În original, R_{surge}. (n.t.)

Față de componenta continuă (valoarea medie) a tensiunii redresate de la intrarea filtrului, bobina este caracterizată de rezistența înfășurării (R_L), în serie cu rezistența de sarcină, ca în fig. 2-34. Această rezistență produce o scădere nedorită a componentei continue, prin urmare R_L trebuie să fie mică în comparație cu R_S. Valoarea componentei continue de la ieșirea filtrului se determină din formula divizorului de tensiune astfel:

$$V_{c.c.(OUT)} = \left(\frac{R_S}{R_L + R_S}\right) V_{c.c.(IN)}$$

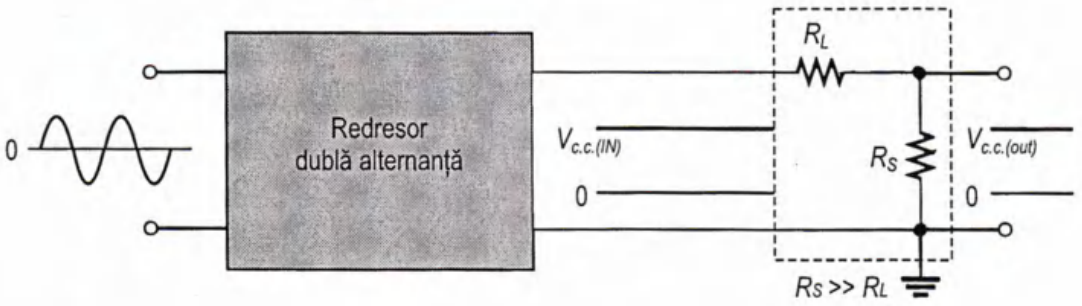


FIGURA 2-34

Filtrul LC față de componenta continuă a tensiunii redresate dublă alternanță.

EXEMPLUL 2-8

O tensiune redresată dublă alternanță, de 120 Hz, cu valoarea de vârf de 162 V, se aplică la intrarea filtrului *LC* din fig. 2-35. Determinați componenta continuă a tensiunii de ieșire a filtrului și valoarea eficace a tensiunii pulsatorii.

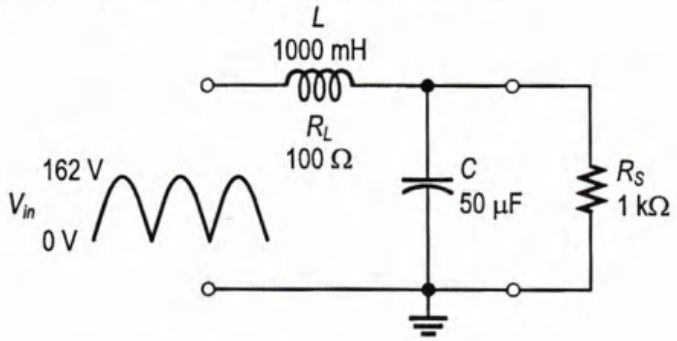


FIGURA 2-35

Rezolvare

Întâi se determină valoarea componentei continue a tensiunii de intrare redresate folosind ecuația (2-5).

$$V_{c.c.(IN)} = V_{MED} = \frac{2V_v}{\pi} = \frac{2(162\text{ V})}{\pi} = 103\text{ V}$$

Apoi se află valoarea eficace a tensiunii pulsatorii de la intrare folosind formula din anexa B pentru semnale redresate dublă alternanță și nefiltrate.

$$V_{r(in)} = 0{,}308V_v = 0{,}308(162\text{ V}) = 49{,}9\text{ V}$$

Acum, cunoscând valorile de intrare, le putem calcula pe cele de ieșire.

$$V_{c.c.(OUT)} = \left(\frac{R_S}{R_L + R_S}\right) V_{c.c.(IN)} = \left(\frac{1\,k\Omega}{1{,}1\,k\Omega}\right) 103\ V = \mathbf{93{,}6\ V}$$

Pentru calcularea tensiunii pulsatorii trebuie cunoscute X_L și X_C.

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi(120\ Hz)(1000\ mH) = 754\ \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(120\ Hz)(50\ \mu F)} = 26{,}5\ \Omega$$

$$V_{r(out)} = \left(\frac{X_C}{|X_L - X_C|}\right) V_{r(in)} = \left(\frac{26{,}5\ \Omega}{|754\ \Omega - 26{,}5\ \Omega|}\right) 49{,}9\ V = \mathbf{1{,}82\ V\ ef}$$

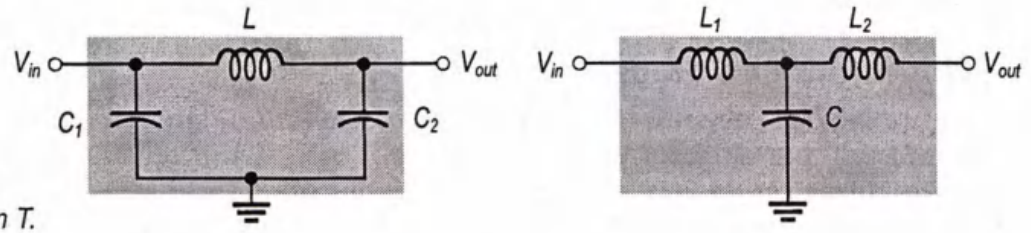
Exercițiu complementar O tensiune redresată dublă alternanță de 120 Hz, cu valoarea de vârf de 50 V, se aplică la intrarea filtrului *LC* din fig. 2-35, pentru care se cunosc: L = 300 mH, R_L = 50 Ω, C = 100 μF, R_S = 10 kΩ. Determinați componenta continuă a tensiunii de ieșire a filtrului și valoarea eficace a tensiunii pulsatorii.

Remarcați că un redresor cu filtru *LC* furnizează la ieșire o tensiune continuă aproximativ egală cu valoarea medie a tensiunii de intrare redresate. Tensiunea continuă de ieșire a filtrului capacitiv este aproximativ egală cu valoarea de vârf a tensiunii de intrare. Dacă le comparăm după mărimea pulsațiilor, la filtrul capacitiv aceasta este invers proporțională cu rezistența de sarcină. La filtrul *LC*, tensiunea pulsatorie este, în principiu, independentă de valoarea rezistenței de sarcină, depinzând doar de X_L și X_C dacă X_C este suficient de mică față de R_S.

Filtre în π și în T

În fig. 2-36(a) este prezentată o celulă de filtrare în π. Aceasta poate fi considerată ca fiind formată dintr-un filtru capacitiv urmat de unul *LC*. Mai este cunoscută sub denumirea de *filtru cu intrare capacitivă*. Filtrul în T din fig. 2-36(b) este, în principiu, un filtru *LC* urmat de o bobină. Mai este denumit *filtru cu intrare inductivă*.

La filtrul cu intrare capacitivă în π, C_1 se încarcă până la valoarea de vârf a tensiunii de intrare și se descarcă lent prin sarcină pe restul perioadei semnalului de intrare. Bobina are tendința de a se opune descărcării, ceea ce are ca rezultat o valoare mică a pulsațiilor tensiunii de ieșire. C_2 de asemenea menține constantă tensiunea de ieșire.



(a) Filtru în π (b) Filtru în T

FIGURA 2-36
Filtre LC în π și în T.

La filtrul cu intrare inductivă în T, căderea de tensiune pe reactanță reduce tensiunea de ieșire cu mult sub valoarea de vârf a tensiunii de intrare. Însă netezirea dată de L_1 și L_2 are ca rezultat o tensiune de ieșire cu pulsații mai mici decât în cazul filtrului în π.

În general, pentru o aceeași tensiune de intrare, tensiunea de ieșire a filtrului în T este mai mică decât cea a filtrului în π, însă cu pulsații mai reduse.

SECȚIUNEA 2-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Dacă la intrarea unui redresor mono-alternanță se aplică o tensiune sinusoidală de 50 Hz, care va fi frecvența tensiunii de ieșire?
2. Dacă la intrarea unui redresor dublă alternanță se aplică o tensiune sinusoidală de 50 Hz, care va fi frecvența tensiunii de ieșire?
3. Care este cauza apariției pulsațiilor de tensiune de la ieșirea unui filtru capacitiv?
4. Dacă rezistența de sarcină a unei surse de alimentare scade, ce se întâmplă cu pulsațiile tensiunii de ieșire?
5. Definiți *factorul de ondulație*.
6. Cunoașteți un avantaj al filtrului *LC* față de filtrul capacitiv? Dar un dezavantaj?

2-4 LIMITATOARE ȘI CIRCUITE DE AXARE CU DIODE

Circuitele cu diode denumite limitatoare sau circuite de tăiere sunt utilizate uneori pentru a înlătura dintr-un semnal porțiunile de deasupra sau de dedesubtul anumitor niveluri de tensiune. Un alt tip de circuit cu diode, numit circuit de axare, este folosit pentru a adăuga sau a reface o componentă continuă a unui semnal electric. În această secțiune vom examina ambele tipuri de circuite.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea limitatoarelor și a circuitelor de axare cu diode

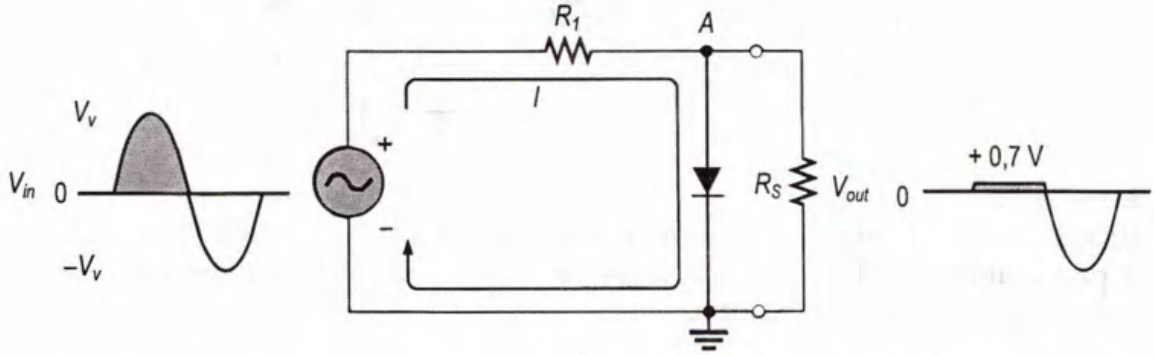
- ▶ Să explicați funcționarea limitatoarelor cu diode
- ▶ Să determinați tensiunea de ieșire a unui limitator cu referință de tensiune
- ▶ Să utilizați un divizor de tensiune pentru fixarea referinței de limitare
- ▶ Să explicați funcționarea circuitelor de axare cu diode

Limitatoare cu diode

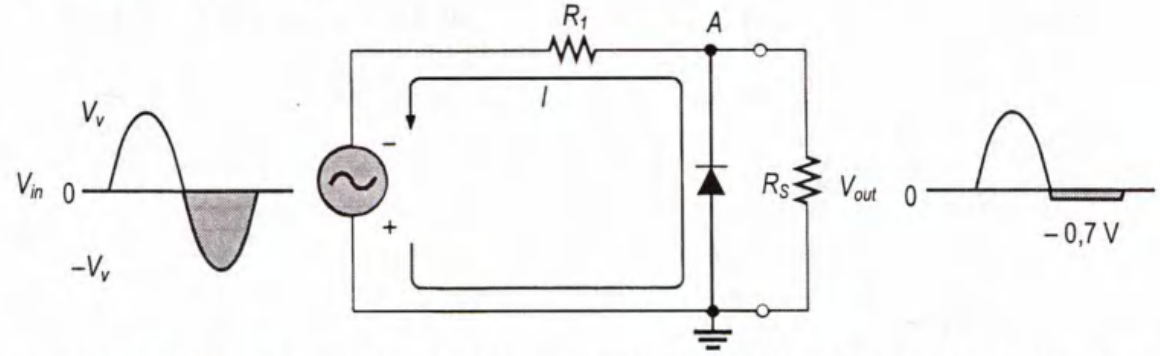
Figura 2-37(a) prezintă un **limitator** cu diode (numit și **circuit de tăiere**) care limitează sau taie partea pozitivă a tensiunii de intrare. Când tensiunea de intrare devine pozitivă, dioda este polarizată direct. Deoarece catodul este la potențialul masei (0 V), anodul nu poate fi la un potențial mai mare de 0,7 V (presupunând că dioda este cu siliciu). Deci potențialul punctului A este limitat la +0,7 V când tensiunea de intrare depășește această valoare. Dacă tensiunea de intrare coboară sub 0,7 V, dioda devine polarizată invers și este echivalentă cu o întrerupere a circuitului. Tensiunea de ieșire o reproduce pe cea de intrare, însă amplitudinea sa este determinată de divizorul de tensiune format din R_1 și rezistorul de sarcină R_S, astfel:

$$V_{out} = \left(\frac{R_S}{R_1 + R_S} \right) V_{in}$$

Dacă R_1 este mică în comparație cu R_S, $V_{out} = V_{in}$.



(a) Limitarea alternanței pozitive. Dioda este polarizată direct pentru alternanța pozitivă (peste 0,7 V) și invers pentru alternanța negativă.



(b) Limitarea alternanței negative. Dioda este polarizată direct pentru alternanța negativă (sub –0,7 V) și invers pentru alternanța pozitivă.

FIGURA 2-37

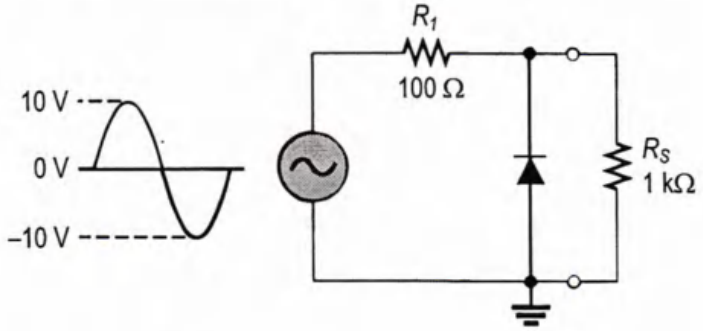
Exemple de limitatoare cu diode (circuite de tăiere).

Așezați dioda invers, ca în fig. 2-37(b), și va fi tăiată partea negativă a tensiunii de intrare. Dacă dioda este polarizată direct pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare, punctul A va fi menținut la –0,7 V de căderea de tensiune pe diodă. Când tensiunea de intrare crește peste –0,7 V, dioda nu mai este polarizată direct; pe R_S apare o tensiune proporțională cu tensiunea de intrare.

EXEMPLUL 2-9

Ce credeți că va apărea pe ecranul unui osciloscop conectat la capetele rezistorului R_S din schema limitatorului din fig. 2-38?

FIGURA 2-38



Rezolvare

Dioda este polarizată direct și conduce când tensiunea de intrare scade sub –0,7 V. Deci, pentru limitatorul de tensiune negativă, valoarea de vârf a tensiunii de ieșire de pe R_S poate fi determinată din ecuația:

$$V_{v(out)} = \left(\frac{R_S}{R_1 + R_S}\right) V_{v(in)} = \left(\frac{1\,\text{k}\Omega}{1{,}1\,\text{k}\Omega}\right) 10\text{ V} = 9{,}09\text{ V}$$

Pe ecranul osciloscopului va apărea o formă de undă ca aceea din fig. 2-39.

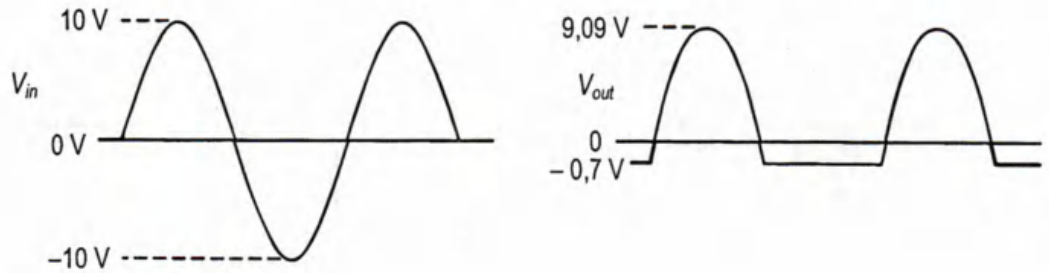


FIGURA 2-39

Formele de undă pentru schema din fig. 2-38.

Exercițiu complementar Cum va arăta forma de undă corespunzătoare schemei din fig. 2-38 dacă dioda este cu germaniu și R_S este de 680 Ω?

Limitatoare cu referință de tensiune Nivelul la care este limitată o tensiune alternativă poate fi modificat prin adăugarea unei tensiuni de referință, V_{REF}, în serie cu dioda, ca în fig. 2-40. Tensiunea în punctul A trebuie să devină egală cu V_{REF} + 0,7 V pentru ca dioda să fie polarizată direct și să conducă. După ce dioda începe să conducă, tensiunea din punctul A rămâne limitată la valoarea V_{REF} + 0,7 V, iar semnalul de intrare cu valori mai mari decât aceasta este tăiat.

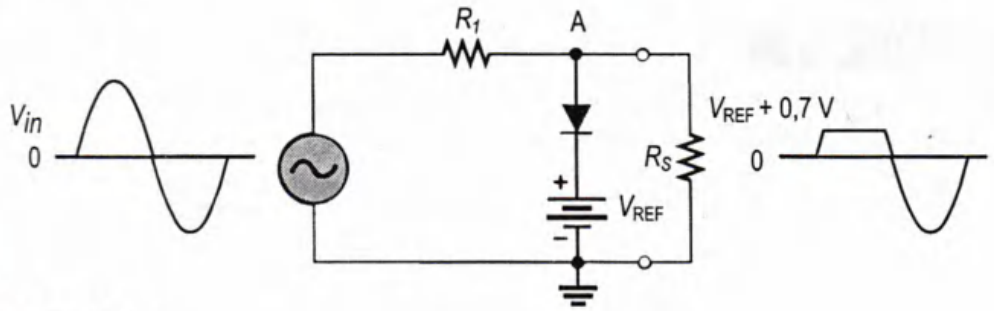


FIGURA 2-40

Limitator de tensiune pozitivă.

Dacă se variază tensiunea de referință spre valori mai mari sau mai mici, nivelul de limitare variază în concordanță cu aceasta, cum se observă în fig. 2-41.

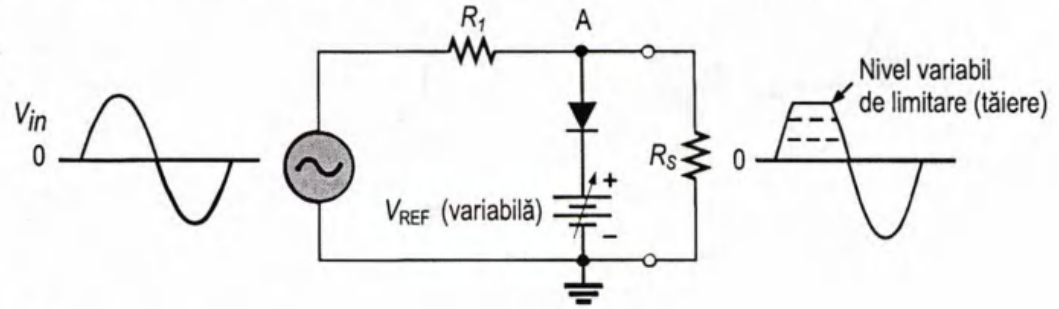


FIGURA 2-41

Limitator de tensiune pozitivă cu referință variabilă.

Pentru a limita o tensiune la o valoare negativă dată, dioda și tensiunea de referință trebuie conectate ca în fig. 2-42. În acest caz, tensiunea în punctul A trebuie să fie mai mică decât $-V_{REF}$ – 0,7 V pentru a polariza direct dioda și a realiza limitarea în modul prezentat.

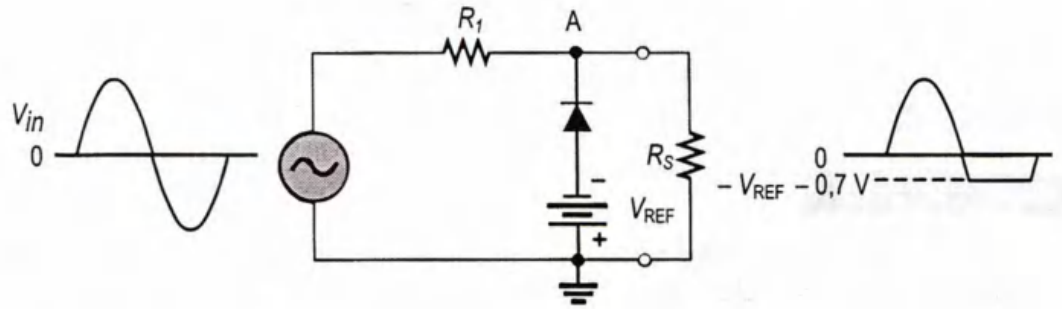
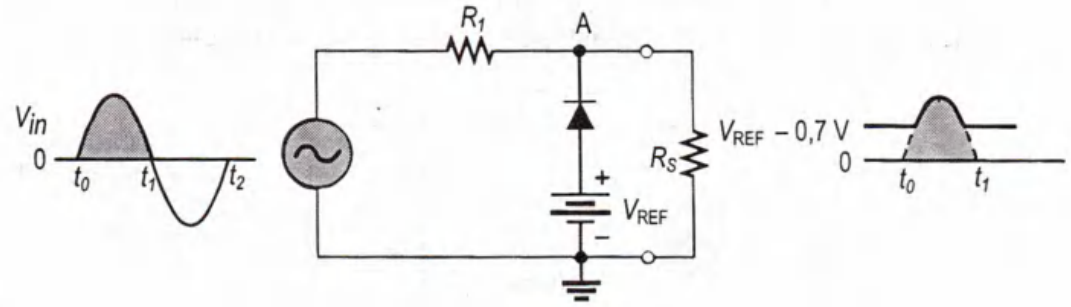


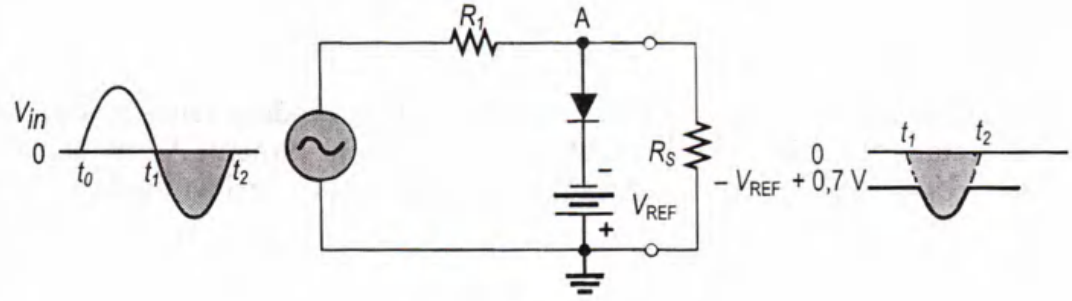
FIGURA 2-42

Limitator de tensiune negativă.

Așezând dioda invers, limitatorul de tensiune pozitivă poate limita semnalul de ieșire la porțiunea din semnalul de intrare cu valori mai mari decât V_{REF} – 0,7 V, cum este forma de undă de ieșire din fig. 2-43(a). Similar, limitatorul de tensiune negativă poate limita semnalul de ieșire la porțiunea din semnalul de intrare cu valori mai mici decât $-V_{REF}$ + 0,7 V, cum este forma de undă de ieșire din fig. 2-43(b).



(a)



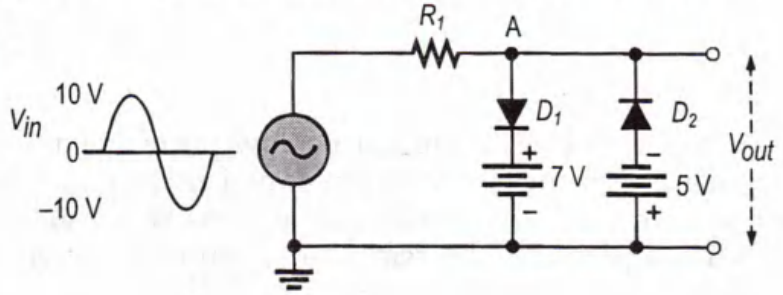
(b)

FIGURA 2-43

EXEMPLUL 2-10

Figura 2-44 prezintă un circuit care combină un limitator de tensiune pozitivă cu unul de tensiune negativă. Determinați forma de undă a tensiunii de ieșire.

FIGURA 2-44



Rezolvare

Când tensiunea din punctul A atinge valoarea de +7,7 V, dioda D_1 conduce și limitează semnalul până la +7,7 V. Dioda D_2 nu conduce până când tensiunea devine –5,7 V. Prin urmare, tensiunile pozitive de peste +7,7 V și cele negative mai mici de –5,7 V sunt tăiate. Forma de undă a semnalului de ieșire rezultat este dată în fig. 2-45.

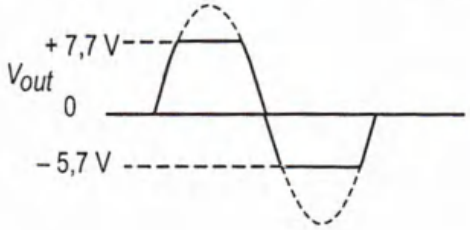


FIGURA 2-45

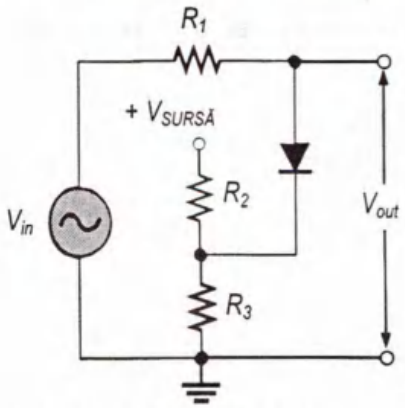
Forma de undă a tensiunii de ieşire pentru schema din fig. 2-44.

Exercițiu complementar Determinați forma de undă a tensiunii de ieșire corespunzătoare schemei din fig. 2-44 dacă tensiunea fiecărei surse este de 10 V, iar valoarea de vârf a tensiunii de intrare este de 20 V.

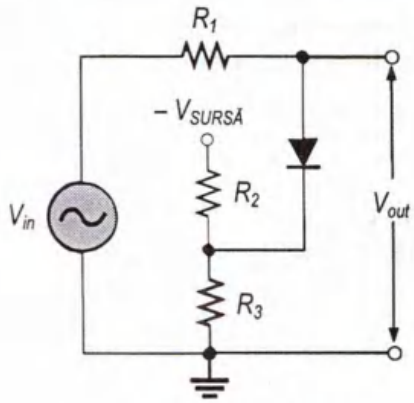
Referința dată de un divizor de tensiune Sursele de tensiune folosite pentru a ilustra principiul de funcționare al limitatoarelor cu diode pot fi înlocuite în practică printr-un divizor de tensiune rezistiv care formează referința de tensiune dorită de la o sursă de tensiune continuă, ca în fig. 2-46. Valoarea tensiunii de referință este dată de valoarea rezistoarelor, conform formulei divizorului de tensiune.

$$V_{REF} = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_{SURSA}$$

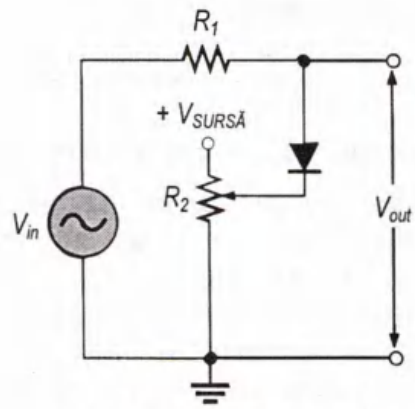
În figura 2-46(a) este prezentat un limitator cu tensiune de referință pozitivă, în fig. (b) apare unul cu tensiune de referință negativă, iar în (c), un limitator cu tensiune de referință pozitivă ce poate fi variată prin intermediul unui divizor de tensiune în montaj potențiometric. Rezistoarele divizorului pentru referință trebuie să fie mici în comparație cu R_1 astfel încât curentul direct prin diodă să nu influențeze tensiunea de referință.



(a) Limitator de tensiune pozitivă



(b) Limitator de tensiune negativă



(c) Limitator de tensiune pozitivă variabilă

FIGURA 2-46

Limitatoare cu diode realizate cu divizor de tensiune pentru referință.

EXEMPLUL 2-11

Reprezentați forma de undă a tensiunii de ieșire a limitatorului cu diode din fig. 2-47.

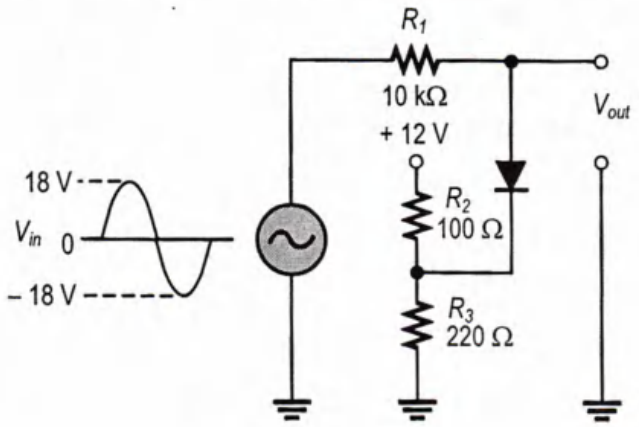


FIGURA 2-47

Rezolvare

Circuitul este un limitator de tensiune pozitivă și tensiunea de referință se determină din formula divizorului de tensiune.

$$V_{REF} = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_{SURSA} = \left(\frac{220\ \Omega}{100\ \Omega + 220\ \Omega}\right) 12\ V = 8{,}25\ V$$

Forma de undă a tensiunii de ieșire este dată în fig. 2-48. Alternanța pozitivă a semnalului de ieșire este limitată la V_{REF} + 0,7 V.

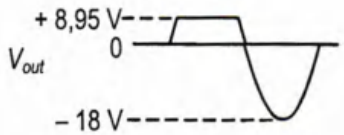


FIGURA 2-48

Exercițiu complementar Modificați divizorul de tensiune din fig. 2-47 astfel încât tensiunea de ieșire să fie limitată la +6,7 V.

Circuite de axare cu diode

Un circuit de axare adaugă o componentă continuă unei tensiuni alternative. **Circuitele de axare** mai sunt cunoscute sub denumirea de *circuite de refacere a componentei continue*. Figura 2-49 prezintă un circuit de axare care adaugă o tensiune continuă pozitivă la forma de undă de la ieșire. Funcționarea circuitului poate fi explicată mai bine dacă examinăm prima semiperioadă negativă a tensiunii de intrare. Dacă tensiunea de intrare ia inițial valori negative, dioda este polarizată direct și permite condensatorului să se încarce până aproape de valoarea de vârf a tensiunii de intrare ($V_{v(in)}$ – 0,7 V), ca în fig. 2-49(a). Imediat după valoarea de vârf negativă, dioda devine polarizată invers. Fenomenul are loc deoarece catodul este menținut la $V_{v(in)}$ – 0,7 V de către sarcina condensatorului. Condensatorul se poate descărca doar prin rezistența R_S, de valoare mare. Prin urmare, între vârfurile a două semiperioade negative consecutive, condensatorul se descarcă foarte puțin. Bineînțeles, mărimea sarcinii de care se descarcă depinde de R_S.

Pentru o axare satisfăcătoare, constanta de timp *RC* trebuie să fie cel puțin de zece ori mai mare decât perioada semnalului de intrare.

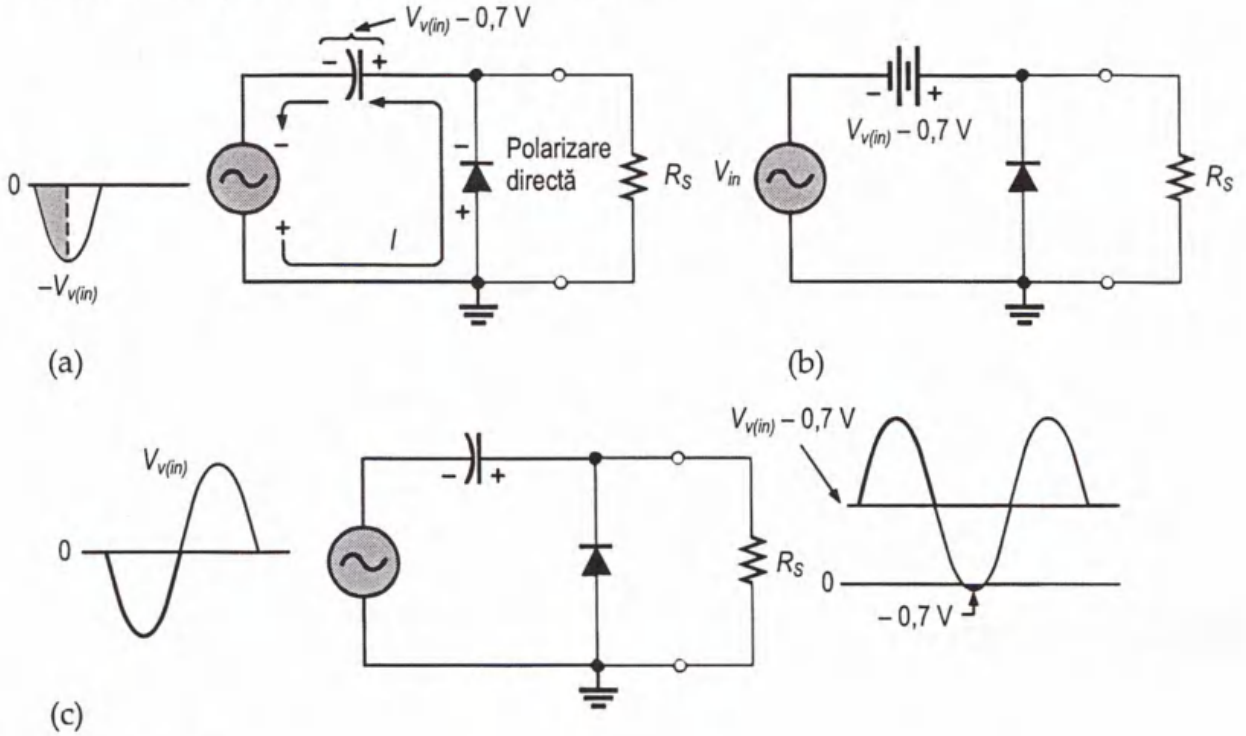


FIGURA 2-49

Funcționarea circuitului de axare cu tensiune pozitivă.

Prin axare, condensatorul rămâne încărcat până la aproximativ valoarea de vârf a semnalului de intrare minus căderea de tensiune pe diodă. Tensiunea de pe condensator acționează practic ca o baterie în serie cu tensiunea de intrare, cum se vede în fig. 2-49(b). Tensiunea continuă de pe condensator se adaugă la tensiunea de intrare prin superpoziție, ca în fig. 2-49(c). Dacă așezăm dioda invers, la semnalul de intrare se adaugă o tensiune continuă negativă, rezultând la ieșire semnalul din fig. 2-50.

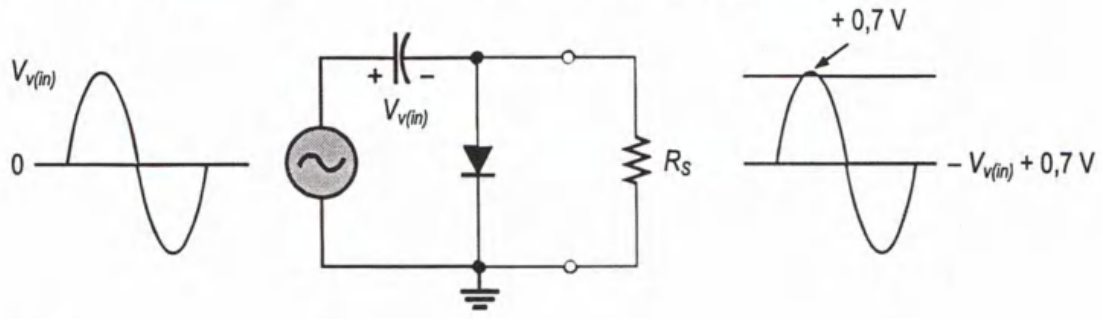


FIGURA 2-50

Circuit de axare cu tensiune negativă.

Aplicație a circuitului de axare Circuitele de axare sunt frecvent folosite în receptoarele TV, pentru refacerea componentei continue. Semnalul video complex recepționat se prelucrează, de obicei, într-un lanț de amplificatoare cuplate capacitiv pentru a elimina componenta continuă, pierzându-se astfel nivelurile de referință pentru alb, negru și stin-

gere. Înainte de aplicarea semnalului la tubul cinescop, aceste niveluri trebuie reconstituite. Figura 2-51 prezintă acest proces la modul general.

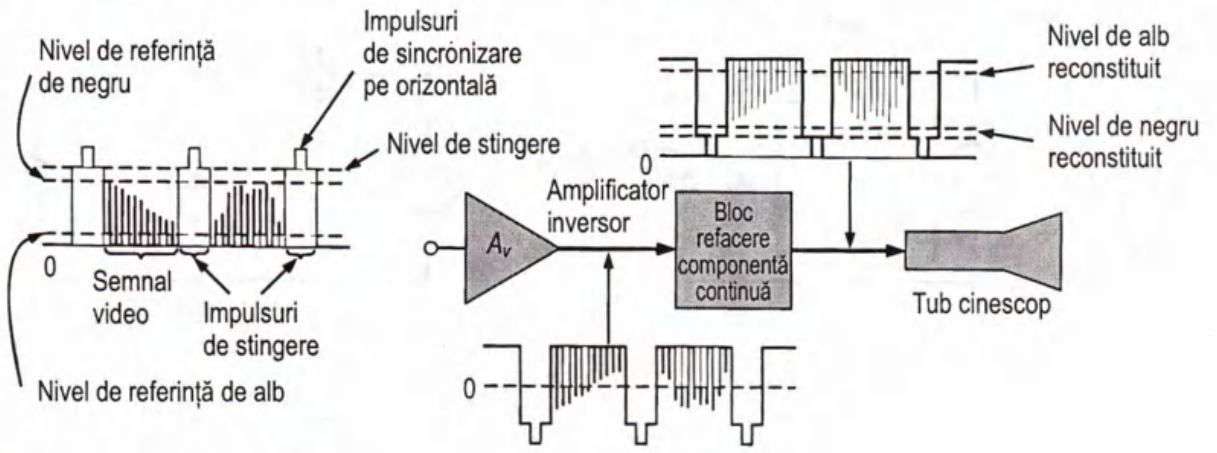


FIGURA 2-51

Circuit de axare (de refacere a componentei continue) într-un receptor TV.

EXEMPLUL 2-12

Cum credeți că arată tensiunea de pe R_S, de ieșire din circuitul de axare prezentat în fig. 2-52? Se consideră că valoarea *RC* este suficient de mare pentru a împiedica descărcarea semnificativă a condensatorului.

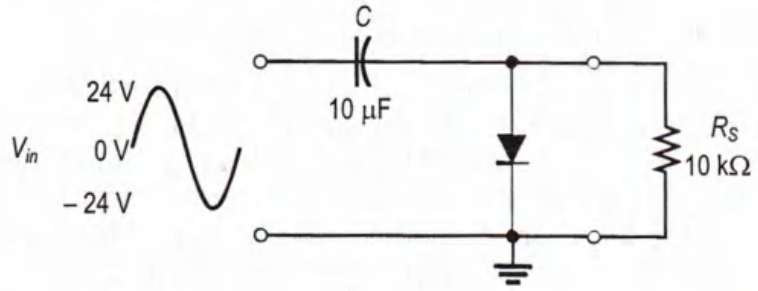


FIGURA 2-52

Rezolvare

Teoretic, circuitul de axare trebuie să adauge o tensiune continuă negativă egală cu diferența dintre valoarea de vârf a tensiunii de intrare și căderea de tensiune pe diodă.

$$V_{c.c.} \cong -(V_{v(in)} - 0{,}7\text{ V}) = -(24\text{ V} - 0{,}7\text{ V}) = \mathbf{-23{,}3\text{ V}}$$

În realitate, condensatorul se descarcă lent între două vârfuri consecutive și, în consecință, tensiunea de ieșire va avea valoarea medie puțin mai mică decât cea calculată mai sus. Semnalul de ieșire se apropie de +0,7 V, ca în fig. 2-53.

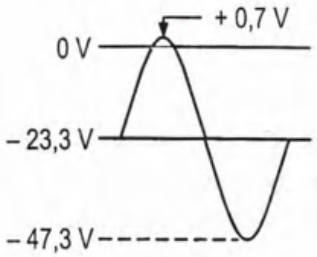


FIGURA 2-53

Forma de undă la ieşirea pe R_S pentru circuitul din figura 2-52.

Exercițiu complementar Cum arată tensiunea de ieșire pe R_S, din circuitul din fig. 2-52, pentru $C = 22\ \mu F$ și $R_S = 18\ k\Omega$?

SECȚIUNEA 2-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Arătați prin ce se deosebesc limitatoarele cu diode de circuitele de axare cu diode din punctul de vedere al funcției pe care o îndeplinesc.
2. Prin ce se deosebește un limitator de tensiune pozitivă de unul de tensiune negativă?
3. Care este tensiunea maximă suportată de o diodă cu siliciu din circuitul unui limitator de tensiune pozitivă fără referință de tensiune pentru alternanța pozitivă a semnalului de intrare?
4. Ce tensiune de referință trebuie să furnizeze o sursă de c.c. pentru a limita la 5 V tensiunea de ieșire dintr-un limitator de tensiune pozitivă la a cărui intrare se aplică un semnal cu valoarea de vârf de 10 V?
5. Care dintre componentele unui circuit de axare îndeplinește practic rolul unei baterii?

2-5 MULTIPLICATOARE DE TENSIUNE

Multiplicatoarele de tensiune utilizează axarea pentru a mări nivelul de vârf al tensiunilor redresate fără a fi necesară o modificare a raportului de transformare al transformatorului de intrare. Factorii de multiplicare doi, trei și patru sunt uzuali. Multiplicatoarele de tensiune sunt utilizate în circuitele cu tensiuni înalte și curenți slabi, ca acelea din receptoarele TV.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea multiplicatoarelor de tensiune cu diode

- ▶ Să prezentați dubloarele de tensiune
- ▶ Să prezentați triploarele de tensiune
- ▶ Să prezentați cvadruploarele de tensiune

Dublorul de tensiune

Dublorul de tensiune mono-alternanță Dublorul de tensiune este un **multiplicator de tensiune** cu factorul doi. În fig. 2-54 este prezentat un dublor de tensiune mono-alternanță. În semiperioada pozitivă a tensiunii din secundar, dioda D_1 este polarizată direct, iar D_2, invers. Condensatorul C_1 se încarcă până la valoarea de vârf (V_v) a tensiunii din secundar minus căderea de tensiune pe diodă, polaritatea fiind cea din fig. (a). În semiperioada negativă, dioda D_2 este polarizată direct și D_1 invers, caz prezentat în fig. (b). Întrucât C_1 nu se poate descărca, tensiunea de vârf de pe el se adaugă la tensiunea din secundar, încărcându-l pe C_2 până la aproximativ $2V_v$. Aplicând legea lui Kirchhoff pe bucla marcată în fig. (b), rezultă valoarea tensiunii pe C_2:

$$V_{C1} - V_{C2} + V_v = 0$$

$$V_{C2} = V_v + V_{C1}$$

Neglijând căderea de tensiune pe D_2, $V_{C1} = V_v$. Prin urmare:

$$V_{C2} = V_v + V_v = 2V_v$$

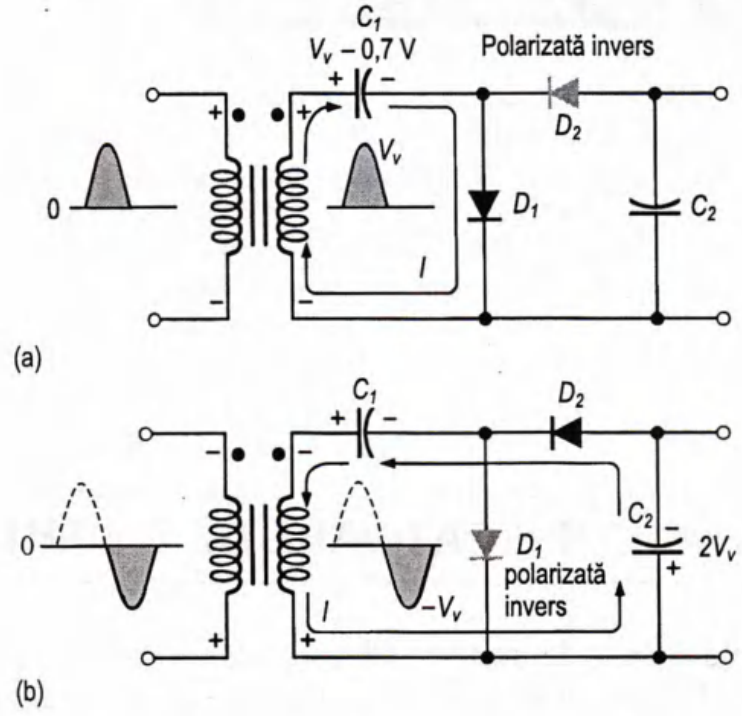


FIGURA 2-54

Funcționarea dublorului de tensiune mono-alternanță. V_v este tensiunea de vârf din secundar.

În absența sarcinii, C_2 rămâne încărcat la aproximativ $2V_v$. Dacă se conectează la ieșire o rezistență de sarcină, C_2 se descarcă lent prin aceasta în următoarea semiperioadă pozitivă și se încarcă iarăși până la $2V_v$ în semiperioada negativă ce urmează. La ieșire rezultă o tensiune mono-alternanță filtrată capacitiv. Tensiunea inversă de vârf pentru fiecare diodă este $2V_u$

Dublor de tensiune dublă alternanță Un dublor dublă alternanță este prezentat în fig. 2-55. Când tensiunea din secundar este pozitivă, D_1 este polarizată direct și C_1 se încarcă până la aproximativ V_v, ca în fig. (a). Pentru alternanța negativă, D_2 este polarizată direct și C_2 se încarcă până la aproximativ V_v, ca în fig. (b). Tensiunea de ieșire, 2 V_v, se culege de pe cele două condensatoare în serie.

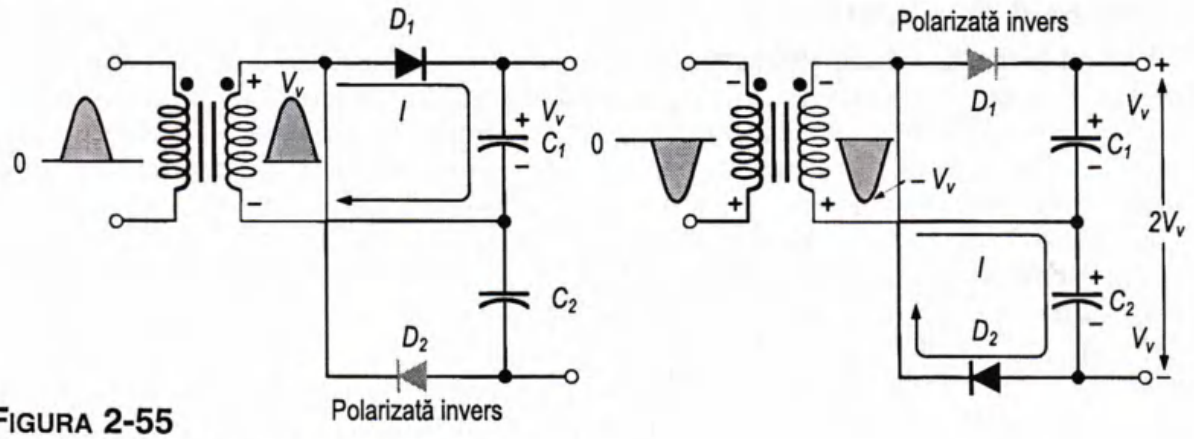


FIGURA 2-55

Funcționarea dublorului de tensiune dublă alternanță.

Triplorul de tensiune

Prin adăugarea unei noi celule diodă-condensator în circuitul dublorului de tensiune mono-alternanță se realizează un triplor de tensiune, ca acela din fig. 2-56. Triplorul funcționează astfel: Pe alternanța pozitivă a tensiunii din secundar, C_1 se încarcă prin D_1 până la V_v. Pe alternanța negativă, C_2 se încarcă prin D_2 până la $2V_v$, așa cum am arătat pentru dublor. Pe următoarea alternanță pozitivă, C_3 se încarcă prin D_3 până la $2V_v$. Semnalul de ieșire din triplor se culege de pe condensatoarele C_1 și C_3, ca în figură.

Cvadruplorul de tensiune

Adăugarea unei alte celule diodă-condensator ca în fig. 2-57 are ca rezultat o tensiune de ieșire de patru ori mai mare decât tensiunea de vârf din secundar. C_4 se încarcă prin D_4 până la $2V_v$ pe alternanța negativă. Tensiunea $4V_v$ se culege de pe C_2 și C_4, ca în figură. Atât la dublor, cât și la cvadruplor, $V_{R(V)}$ pentru fiecare diodă este $2V_v$.

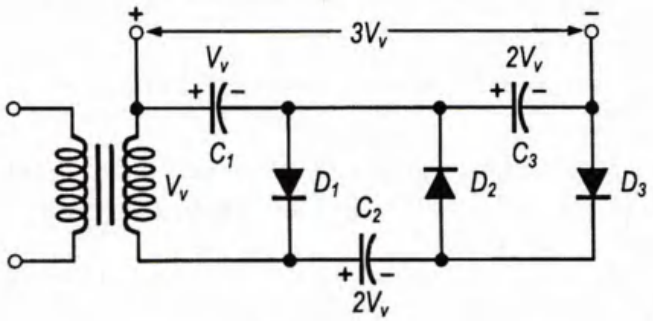


FIGURA 2-56
Triplor de tensiune.

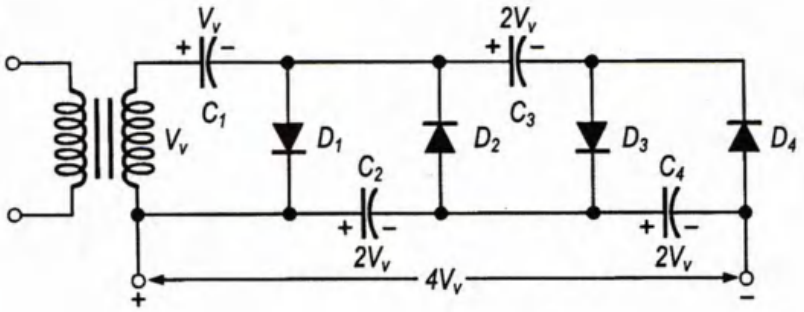


FIGURA 2-57
Cvadruplor de tensiune.

SECȚIUNEA 2-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce valoare de vârf trebuie să aibă tensiunea din secundarul transformatorului unui dublor de tensiune a cărui tensiune de ieșire este de 200 V?
2. Tensiunea de ieșire a unui cvadruplor este de 620 V. Ce $V_{R(V)}$ minimă trebuie să suporte fiecare diodă?

2-6 CATALOAGE DE DIODE

Foile de catalog ale fabricanților de diode oferă informații detaliate asupra produselor, pentru ca acestea să poată fi folosite în mod adecvat în diverse circuite. În general, o foaie de catalog cuprinde valori maxime, caracteristici electrice, detalii mecanice și diagrame de variație a unor parametri. În această secțiune vom studia un exemplu concret de foaie de catalog.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să interpretați și să utilizați datele dintr-un catalog de diode

- ▶ Să identificați valorile maxime ale tensiunii și curentului
- ▶ Să determinați caracteristicile electrice ale diodelor
- ▶ Să analizați datele din grafice
- ▶ Să alegeți o diodă care să corespundă unor condiții impuse

Tabelul 2-1 prezintă valorile limită absolute pentru câteva serii de diode redresoare (de la 1N4001 până la 1N4007). Acestea sunt valorile maxime până la care diodele funcționează fără a se defecta. Pentru o mai bună fiabilitate și un timp de exploatare mai îndelungat, diodele trebuie să funcționeze la valori ale parametrilor mai mici decât cele maxime. În general, valorile limită absolute sunt date la 25°C și trebuie coborâte la temperaturi mai mari.

TABELUL 2-1

Valori limită absolute

Parametrul	Simbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit.
Tensiunea inversă repetitivă de vârf Tensiunea inversă de vârf de lucru Tensiunea inversă continuă	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
Tensiunea inversă de vârf de suprasarcină accidentală	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	V
Tensiunea inversă eficace	$V_{R(rms)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Curentul direct mediu redresat (monofazat, sarcină rezistivă, 50 Hz, TA = 75°C)	I_O	1,0							A
Curentul invers nerepetitiv de vârf de suprasarcină accidentală (în condiții de sarcină specificate)	I_{FSM}	30 (pe perioadă)							A
Temperatura joncțiunii la funcționare și stocare	T_J, T_{stg}	– 65 ... +175							°C

Iată, în continuare, câteva explicații asupra parametrilor din tabelul 2-1.

V_{RRM} Tensiunea maximă inversă de vârf ce poate fi aplicată repetitiv pe diodă. Observați că în cazul de față ia valori între 50 V pentru 1N4001 și 1kV pentru 1N4007. Este același lucru cu $V_{R(V)}$.

V_R Tensiunea continuă inversă maximă care poate fi aplicată diodei.

V_{RSM} Valoarea de vârf maximă a tensiunii inverse nerepetitive care poate fi aplicată diodei.

I_O Valoarea medie maximă a curentului direct de 50 Hz, redresat.

I_{FSM} Valoarea de vârf maximă a curentului direct nerepetitiv (pe o perioadă) de suprasarcină. Graficul din fig. 2-58 oferă mai multe informații asupra acestui parametru – valori pentru mai multe perioade, la temperaturile de 25°C și 175°C. Liniile întrerupte marchează valorile la care se produc cele mai frecvente defecte.

T_A Temperatura mediului (a aerului) înconjurător.

T_J Temperatura de funcționare a joncțiunii.

T_{stg} Temperatura de stocare a joncțiunii.

Tabelul 2-2 prezintă valorile tipice și maxime corespunzătoare unor caracteristici electrice. Acestea se deosebesc de valorile limită absolute prin faptul că nu sunt impuse prin proiectare, ci sunt obținute în urma testării diodelor în anumite condiții. Urmează o explicare succintă a acestor parametri.

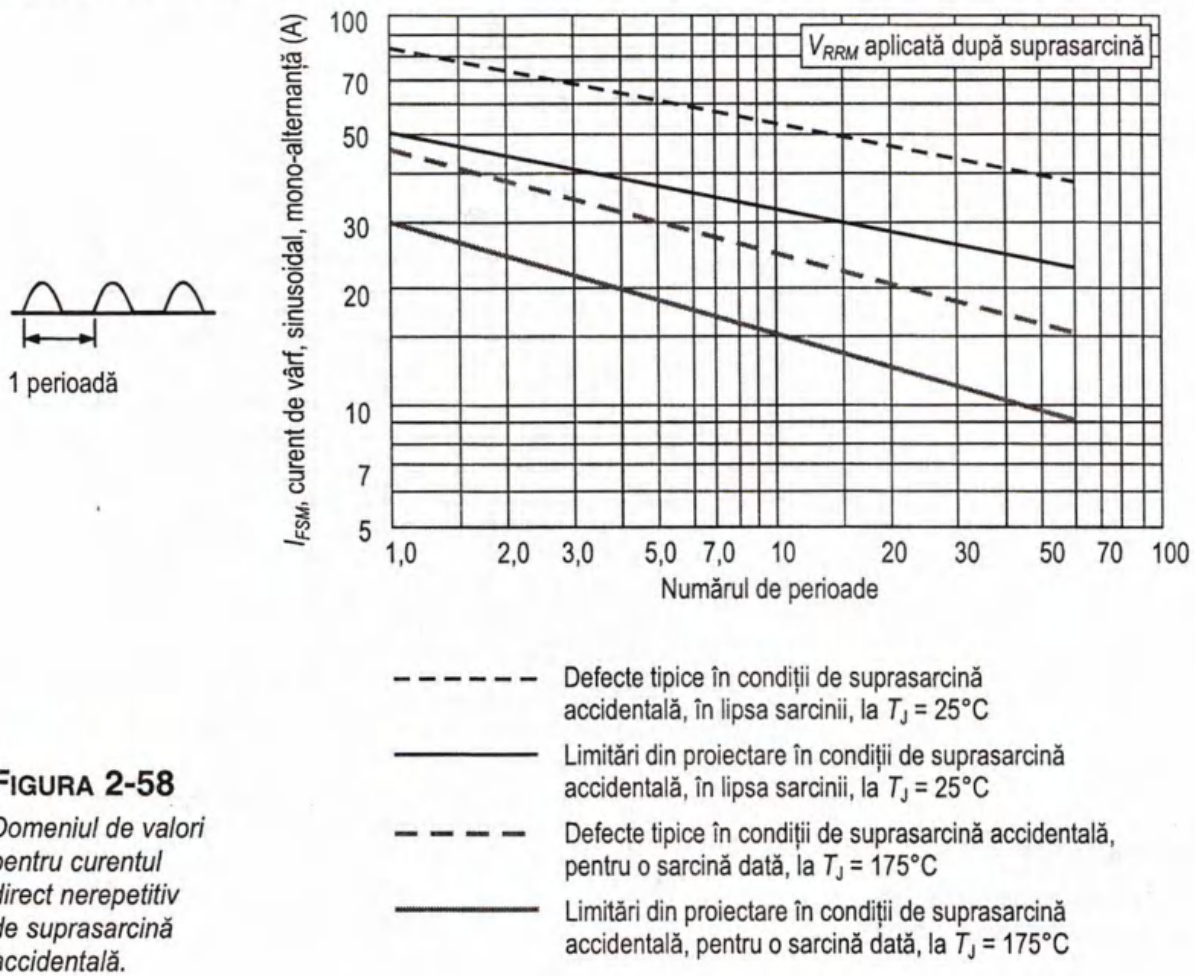


FIGURA 2-58

Domeniul de valori pentru curentul direct nerepetitiv de suprasarcină accidentală.

TABELUL 2-2

Caracteristici electrice

Caracteristici şi condiții	Simbol	Tipic	Maxim	Unit.
Căderea de tensiune directă instantanee maximă (I_F = 1 A, T_J = 25°C)	v_F	0,93	1,1	V
Căderea maximă de tensiune directă în medie pe o perioadă (I_O = 1 A, T_L = 75°C, terminale de 1")	$V_{F(avg)}$	–	0,8	V
Curentul invers maxim (la o anumită tensiune continuă)	I_R			μA
T_J = 25°C		0,05	10,0	
T_J = 100°C		1,0	50,0	
Curentul invers maxim în medie pe o perioadă (I_O = 1 A, T_L = 75°C, terminale de 1")	$I_{R(avg)}$	–	30,0	μA

V_F Tensiunea instantanee pe dioda polarizată direct, la un curent direct de 1 A și la 25°C. Fig. 2-59 prezintă variația tensiunii directe funcție de curentul direct.

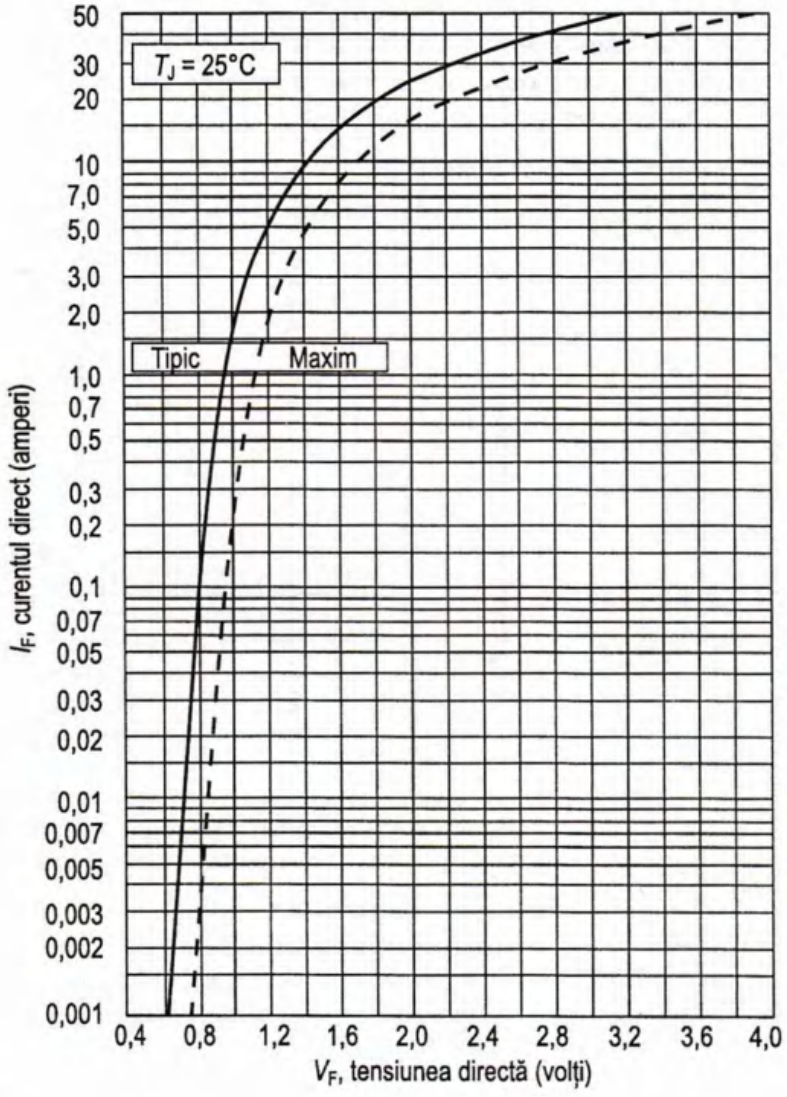


FIGURA 2-59

Dependența dintre tensiunea directă (V_F) şi curentul direct (I_F)

	I_O, curentul direct redresat mediu (amperi)					
	1,0	1,5	3,0			6,0
V_{RRM} (volți)	59-03 (DO-41) Plastic	59-04 Plastic	60-01 Metal	267-03 Plastic	267-02 Plastic	194-04 Plastic
50	1N4001	1N5391	1N4719	MR500	1N5400	MR750
100	1N4002	1N5392	1N4720	MR501	1N5401	MR751
200	1N4003	1N5393 MR5059	1N4721	MR502	1N5402	MR752
400	1N4004	1N5395 MR5060	1N4722	MR504	1N5404	MR754
600	1N4005	1N5397 MR5061	1N4723	MR506	1N5406	MR756
800	1N4006	1N5398	1N4724	MR508		MR758
1000	1N4007	1N5399	1N4725	MR510		MR760
I_{FSM} (amperi)	30	50	300	100	200	400
T_A la I_O dat (°C)	75	T_L = 70	75	95	T_L = 105	60
T_C la I_O dat (°C)						
T_J (max) (°C)	175	175	175	175	175	175

	I_O, curentul direct redresat mediu (amperi)										
	12	20	24	25	30		40	50	25	35	40
V_{RRM} (V)	245A-02 (DO-203AA) Metal		339-02 Plastic	193-04 Plastic	43-02 (DO-21) Metal		42A-01 (DO-203AB) Metal	43-04 Metal	309A-03	309A-02	
50	MR1120 1N1199A,B	MR2000	MR2400	MR2500	1N3491	1N3659	1N1183A	MR5005	MDA2500	MDA3500	
100	MR1121 1N1200A,B	MR2001	MR2401	MR2501	1N3492	1N3660	1N1184A	MR5010	MDA2501	MDA3501	
200	MR1122 1N1202A,B	MR2002	MR2402	MR2502	1N3493	1N3661	1N1186A	MR5020	MDA2502	MDA3502	MDA4002
400	MR1124 1N1204A,B	MR2004	MR2404	MR2504	1N3495	1N3663	1N1188A	MR5040	MDA2504	MDA3504	MDA4004
600	MR1126 1N1206A,B	MR2006	MR2406	MR2506			1N1190A		MDA2506	MDA3506	MDA4006
800	MR1128	MR2008		MR2508					MDA2508	MDA3508	MDA4008
1000	MR1130	MR2010		MR2510					MDA2510	MDA3510	
I_{FSM} (amperi)	300	400	400	400	300	400	800	600	400	400	800
T_A la I_O dat (°C)											
T_C la I_O dat (°C)	150	150	125	150	130	100	150	150	55	55	35
T_J (max) (°C)	190	175	175	175	175	175	190	195	175	175	175

FIGURA 2-60

Câteva tipuri de diode redresoare clasificate după valorile limită absolute I_O, I_{FSM} și V_{RRM}.

$V_{F(avg)}$ Căderea maximă de tensiune directă mediată pe o perioadă.
I_R Curentul maxim cu dioda polarizată invers cu o tensiune continuă.
$I_{R(avg)}$ Curentul invers maxim mediat pe o perioadă (cu dioda polarizată invers cu o tensiune alternativă).
T_L Temperatura terminalelor.

Figura 2-60 prezintă câteva diode redresoare ordonate după valorile crescătoare ale parametrilor: I_O, I_{FSM}, V_{RRM}.

SECȚIUNEA 2-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Enumerați cele trei categorii de valori caracteristice diodelor care se găsesc în mod normal în orice foaie de catalog.
2. Definiți mărimile: V_F, I_R și I_O.
3. Definiți mărimile: I_{FSM}, V_{RRM} și V_{RSM}.
4. Din figura 2-60, selectați o diodă cu I_O = 3 A, I_{FSM} = 300 A și V_{RRM} = 100 V.

2-7 DEPANAREA

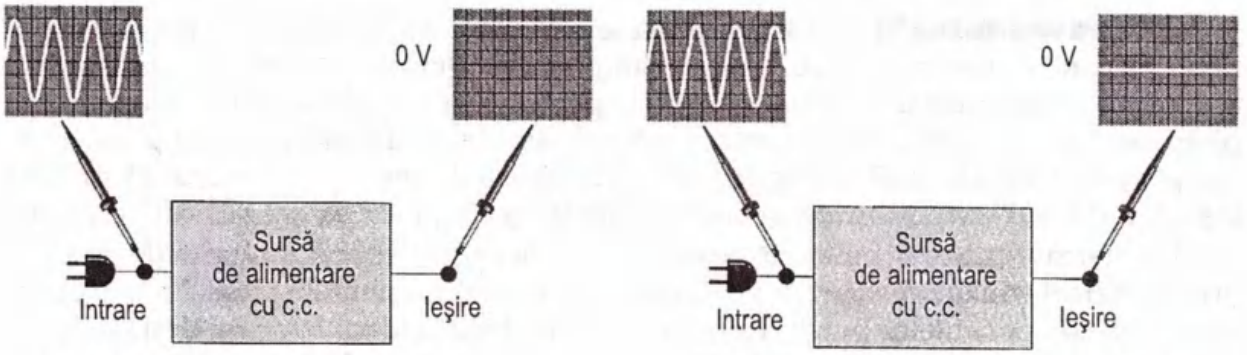
Această secțiune constituie o introducere de ansamblu în tehnicile de depanare aplicate pe tot parcursul cărții, conținând totodată câteva exemple concrete de depanare a surselor de alimentare și a altor circuite cu diode studiate în capitolul curent.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să depanați circuite cu diode prin metode uzuale

- Să faceți legătura dintre simptom și cauză
- Să explicați și să puneți în practică metoda de verificare a corectitudinii alimentării de la rețea
- Să explicați și să puneți în practică verificarea prin observație directă
- Să explicați și să puneți în practică metoda de înlocuire a componentelor
- Să explicați și să puneți în practică tehnica de urmărire a semnalului, în cele trei variante ale sale
- Să explicați ce se înțelege prin analizarea posibilităților de defectare

Depanarea unui circuit electronic defect sau a unui grup de circuite (sistem) poate fi abordată în mai multe moduri. Prin circuit electronic defect înțelegem acel circuit care primește o tensiune de intrare corespunzătoare, dar la a cărui ieșire tensiunea lipsește sau nu se încadrează în limitele așteptate. Exemplul din fig. 2-61(a) prezintă o sursă de alimentare în stare de bună funcționare ca un singur bloc având la intrare o tensiune cunoscută și la ieșire o tensiune corectă. În fig. (b) este reprezentată o sursă defectă, sub forma unui bloc care primește tensiune de intrare, însă tensiunea de ieșire lipsește.



(a) La ieşire se măsoară tensiunea continuă corectă.

(b) La ieşire se măsoară 0 Vc.c. Tensiunea de intrare este corectă.

FIGURA 2-61

Reprezentarea ca bloc funcțional a unei surse în stare de funcționare şi a uneia defecte.

Simptom şi cauză

Prima etapă a depanării unui circuit sau a unui sistem defect este identificarea simptomului. În cazul sursei de alimentare din exemplu, este un lucru ușor. Simptomul este faptul că nu există tensiune la ieșire. În alte situații, identificarea simptomului poate fi mai dificilă.

Absența tensiunii de la ieșirea sursei nu oferă prea multe indicii asupra cauzelor care o determină. Totuși, uneori un simptom poate delimita o anumită zonă în care este cel mai probabil să fi apărut un defect, dându-i depanatorului un punct de pornire pentru depistarea cauzei.

Tehnici de depanare

La depanarea unui circuit sau a unui sistem pot fi folosite mai multe metode. Alegerea uneia dintre ele depinde de tipul și complexitatea circuitului sau sistemului, de natura defectului și de preferințele depanatorului.

Verificarea alimentării Primul lucru pe care trebuie să-l faceți când verificați un circuit defect este să controlați dacă aparatul are cordonul de alimentare introdus bine în priză și dacă siguranța nu este arsă. Dacă aparatul este alimentat de la baterii, trebuie să controlați dacă acestea sunt bune. Uneori cauza problemei este de o asemenea simplitate.

Observația directă În afară de verificarea alimentării, cea mai simplă metodă de depanare constă în folosirea spiritului de observație pentru depistarea unor defecte evidente. De exemplu, un rezistor ars este adesea vizibil; la fel și conductoarele rupte, lipiturile reci, siguranțele arse etc. De asemenea, când anumite componente se ard, puteți detecta un miros caracteristic dacă se întâmplă să fiți în apropiere în acel moment sau la scurt timp după aceea.

Deoarece unele defecte se manifestă prin supraîncălzire, vă puteți folosi simțul tactil pentru a depista o componentă fierbinte. Un asemenea defect este de tip intermitent, întrucât circuitul funcționează bine un timp, iar defectul apare numai după încălzire. Este bine să vă faceți o regulă din efectuarea unei observări directe înainte de a trece la alte metode mai sofisticate. Fiți însă atent când atingeți un circuit sub tensiune: vă puteți arde sau electrocuta!

Înlocuirea componentelor Această metodă se bazează în mare măsură pe flerul și experiența depanatorului în ceea ce privește simptomele. Din cunoștințele dumneavoastră asupra funcționării circuitelor, un anumit simptom v-ar putea da de bănuit că o anume componentă a circuitului este defectă. Dacă aplicați această metodă, trebuie să înlocuiți componenta suspectă și să verificați dacă acum circuitul funcționează corect. Dacă v-ați înșelat, procedați la fel cu următoarea componentă care ar putea genera defectul respectiv.

Depanarea prin această metodă poate dura puțin dacă găsiți componenta defectă din prima încercare; în caz contrar, vă poate consuma mult timp și multe piese. Evident, prin înlocuirea componentelor puteți fi sigur de reușită, fiindcă, dacă înlocuiți destule piese, la un moment dat se va întâmpla să o înlocuiți și pe cea defectă. Metoda este recomandabilă numai în cazul în care vă este foarte clară condiționarea simptom-cauză.

Urmărirea semnalului Această tehnică de depanare este foarte utilizată și eficientă. În principiu, trebuie să depistați un punct al circuitului în care semnalul lipsește sau este incorect. Punctele din circuit pentru care se cunosc tensiunile corecte ce pot fi măsurate se numesc *puncte de măsură*, notate PM (TP – *test point*, în lb. engleză).

Prezentăm în continuare trei variante ale acestei metode și le vom aplica, pentru exemplificare, la depistarea defectului unei surse de alimentare cu curent continuu.

Urmărirea semnalului – metoda 1: Se începe de la intrarea circuitului, cunoscându-se semnalul de intrare, și se explorează progresiv către ieșire. Se verifică tensiunea în punctele de măsură în succesiune până când se obține o valoare *incorectă*. Când întâlniți un semnal incorect sau absent, ați restrâns aria în care există defectul între punctul de măsură respectiv și cel imediat precedent. Bineînțeles, este necesar să știți ce semnale ar trebui să fie în circuit sau să aveți la dispoziție o schemă pe care să fie reprezentate semnalele corecte din punctele de măsură. Acest mod de abordare este ilustrat în fig. 2-62 pentru sursa de alimentare alcătuită din cele patru blocuri funcționale. Măsurătorile arată că defectul este în circuitul de filtrare, întrucât la intrarea în filtru (PM3) există tensiunea corectă, redresată dublă alternanță, dar la ieșirea filtrului (PM4) tensiunea lipsește.

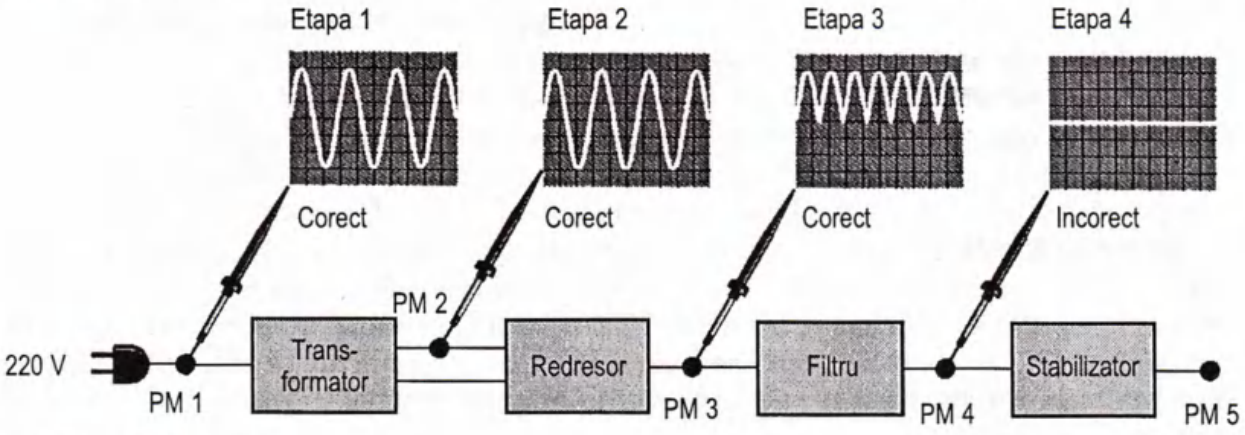


FIGURA 2-62

Exemplu de urmărire a semnalului de la intrare la ieşire.

Urmărirea semnalului – metoda 2: Porniți căutarea de la ieșirea circuitului și continuați către intrare. Verificați tensiunea din fiecare punct de măsură până când găsiți un semnal *corect*. Ați restrâns deci aria de căutare la porțiunea de circuit dintre punctul de măsură curent și cel imediat anterior. Această abordare este ilustrată în fig. 2-63. Și aici măsurătorile arată că defectul este în circuitul de filtrare, din cauză că nu există tensiune la ieșirea din filtru (PM4), dar semnalul de intrare în el este corect (PM3).

Urmărirea semnalului – metoda 3: Porniți căutarea din mijlocul circuitului. Dacă în primul punct în care măsurați găsiți un semnal corect, sunteți sigur că funcționarea circuitului este corespunzătoare de la intrare până în acel punct, prin urmare defectul este localizat de acolo către ieșire. Deci continuați căutarea în acea porțiune. Dacă în primul punct în care măsurați găsiți un semnal incorect sau absent, înseamnă că defectul se află între intrare și acel punct. Veți începe deci căutarea din punctul de măsură către intrare. Figura 2-64 ilustrează acest mod de abordare în cazul sursei de alimentare. Tensiunea corectă din PM3 arată că transformatorul și redresorul funcționează corect. Tensiunea de 0 V măsurată în PM4 arată că defectul se află în filtru.

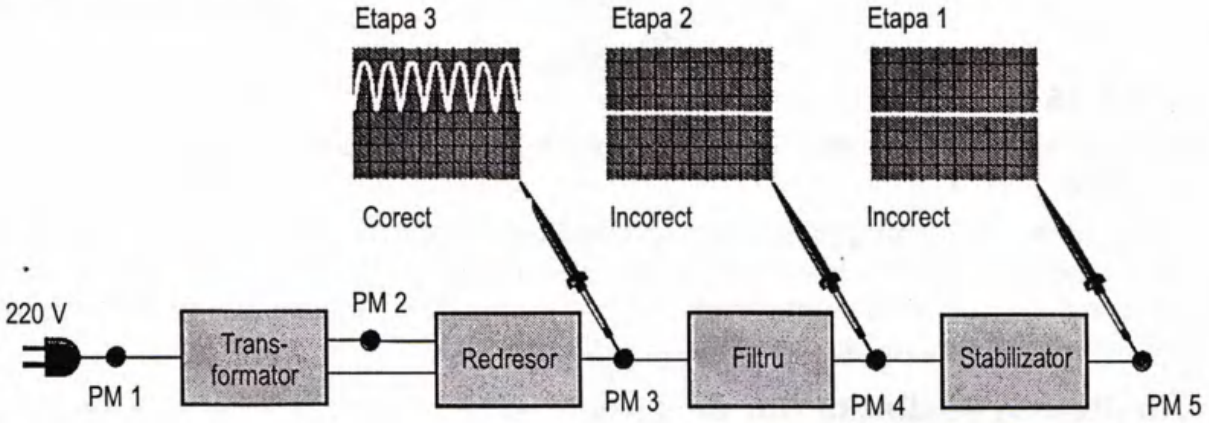


FIGURA 2-63

Exemplu de urmărire a semnalului de la ieşire la intrare.

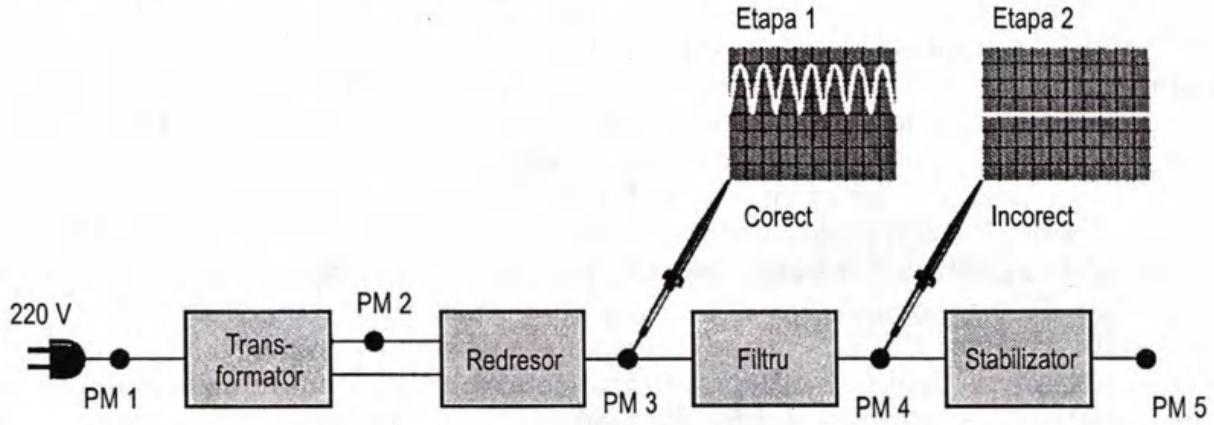


FIGURA 2-64

Exemplu de urmărire a semnalului pornind din mijloc.

În acest exemplu, metoda urmăririi pornind din mijloc comportă doar două etape, în comparație cu cele patru ale metodei 1 și cele trei ale metodei 2. Metoda 3 oferă un oarecare avantaj, mai ales în cazul sistemelor mai complicate, deoarece puteți găsi defectul mai repede.

Tehnica de urmărire a semnalului a restrâns aria de căutare a defectului din alimentatorul nostru la circuitul de filtrare. Următorul pas este determinarea componentei defecte din acest circuit. Filtrul din exemplul nostru este alcătuit dintr-un condensator și un rezistor de limitare, ca în fig. 2-65.

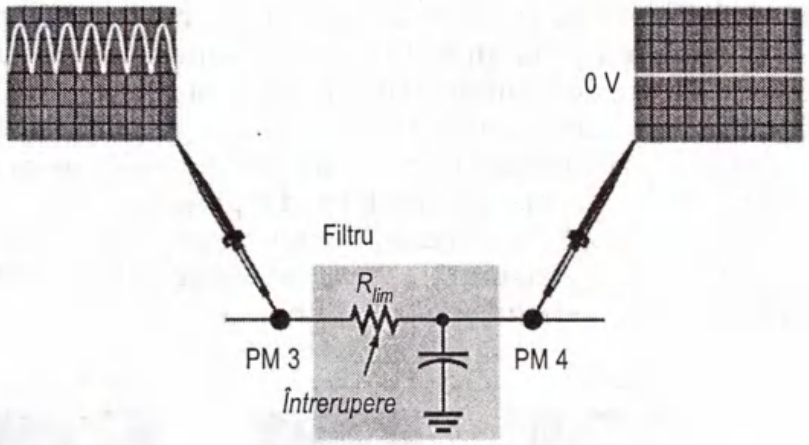


FIGURA 2-65

Având în vedere simplitatea circuitului de filtrare, metoda adecvată pentru depanarea lui este înlocuirea componentelor.

Pentru acest circuit simplu, metoda adecvată este înlocuirea componentelor. Întrucât am constatat că tensiunea de ieșire este zero cu o tensiune de intrare corectă, înseamnă că rezistorul de limitare la suprasarcină este întrerupt. Mai este posibil să fie scurtcircuitat condensatorul de filtrare, dar este mai puțin probabil.

Analizarea posibilităților de defectare

Analizarea posibilităților de defectare este un domeniu al depanării care poate fi descris cel mai bine de întrebarea: *Dacă se defectează componenta X din circuitul Y, care vor fi simptomele?*

Această metodă poate fi aplicată atunci când găsiți o tensiune incorectă într-un punct de măsură folosind tehnica de urmărire a semnalului și apoi localizați defectul într-un anumit circuit. Puteți analiza posibilitățile de defectare a unui circuit folosindu-vă de cunoștințele despre modul lui de funcționare și despre efectele defectării componentelor asupra funcționării, pentru a stabili care dintre componente, în cazul în care s-ar defecta, ar conduce la apariția tensiunii incorecte din punctul de măsură. Aici vom face această analiză folosind ca exemplu tot alimentatorul și defectele obișnuite ale componentelor lui.

Consecințele întreruperii unei diode dintr-un redresor mono-alternanță În fig. 2-66 este prezentat un redresor mono-alternanță cu circuit de filtrare, în care dioda este întreruptă. Simptomul constatat este, așa cum se observă, lipsa tensiunii la ieșire. Este un lucru evident, fiindcă dioda defectă întrerupe circuitul curentului între înfășurarea secundară a transformatorului și filtrul cu rezistorul de sarcină, curentul de sarcină fiind deci nul.

Alte defecte ce se manifestă prin același simptom sunt: întreruperea uneia dintre înfășurările transformatorului, o siguranță arsă sau lipsa tensiunii de intrare.

Consecințele întreruperii unei diode dintr-un redresor dublă alternanță În fig. 2-67 observați un redresor dublă alternanță cu priză mediană și filtru. Dacă oricare dintre cele două diode este întreruptă, tensiunea de ieșire va avea ondulații mai mari decât cele normale și frecvența de 50 Hz, în loc de 100 Hz, așa cum se observă.

O altă cauză care are același simptom este întreruperea uneia dintre cele două jumătăți ale înfășurării secundare a transformatorului.

Cauza creșterii nivelului ondulațiilor la 50 Hz față de cel la 100 Hz este următoarea. Dacă una dintre diodele din fig. 2-67 este întreruptă, prin R_S circulă curent numai într-una din semiperioadele tensiunii de intrare. În cealaltă semiperioadă a semnalului de intrare,

întreruperea circuitului, provocată de cea a diodei, face ca R_S să nu mai fie străbătut de curent. Rezultatul este o redresare mono-alternanță, ca în fig. 2-67, caracterizată printr-o ondulație în tensiune de nivel mai mare și având frecvența de 50 Hz.

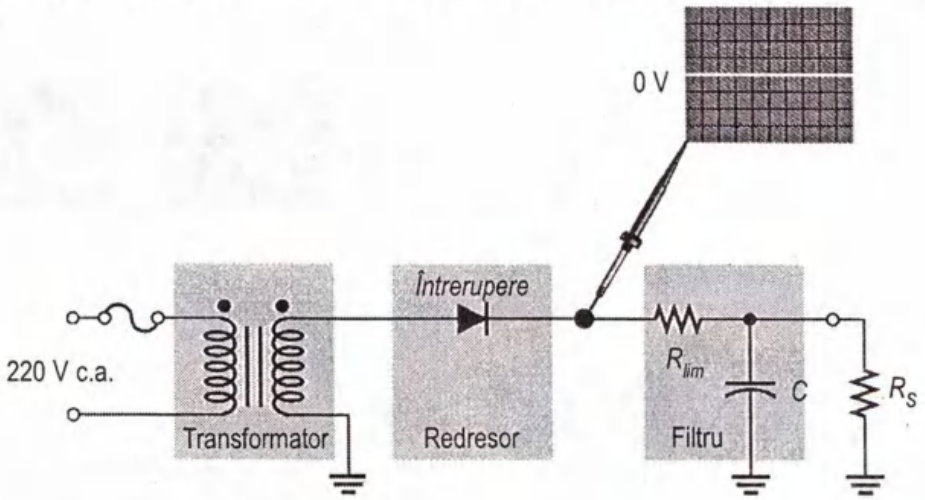


FIGURA 2-66

Efectul întreruperii diodei dintr-un redresor mono-alternanță este o tensiune de ieşire de 0 V.

Întreruperea uneia dintre diodele unui redresor dublă alternanță în punte produce același simptom ca și în cazul configurației cu priză mediană, cum se observă în fig. 2-68. Dioda întreruptă împiedică trecerea curentului prin R_S într-una din semiperioadele tensiunii de intrare. Rezultatul este o redresare mono-alternanță, cu ondulație în tensiune de nivel mai mare și frecvența de 50 Hz.

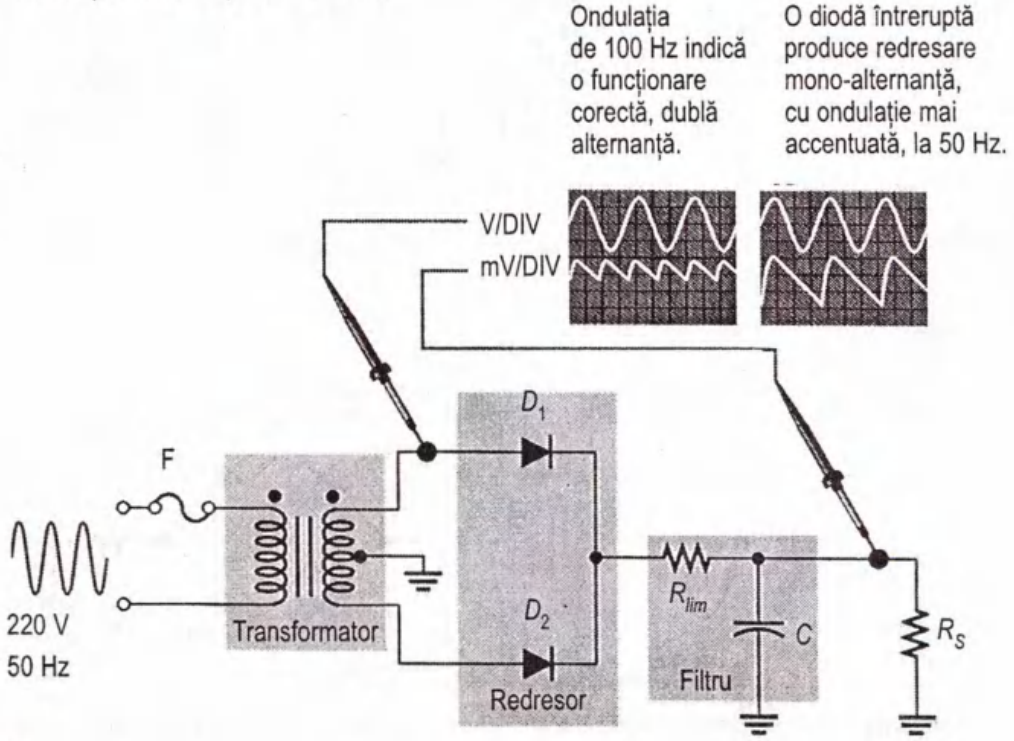


FIGURA 2-67

Întreruperea unei diode dintr-un redresor cu priză mediană produce redresare mono-alternanță, cu ondulație în tensiune mai mare, la 50 Hz.

FIGURA 2-68
Efectul întreruperii unei diode dintr-un redresor în punte.

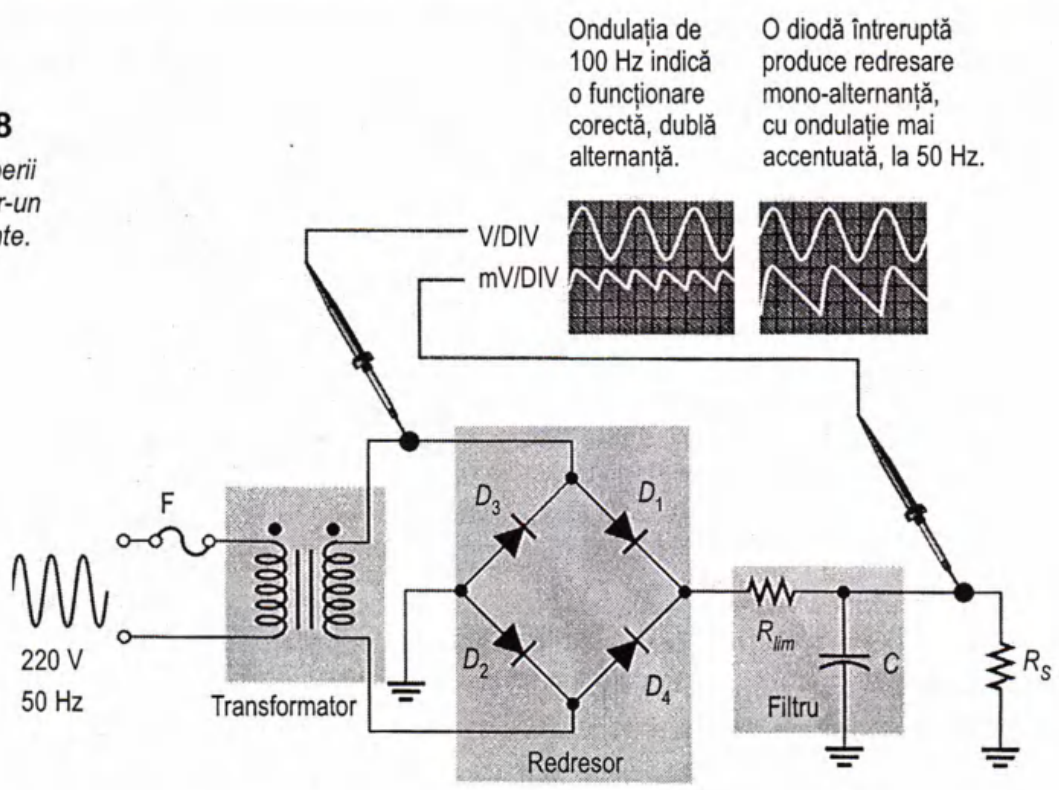
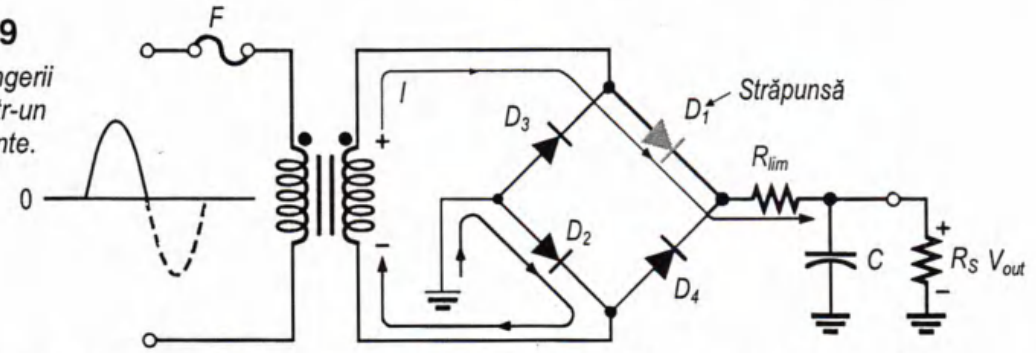
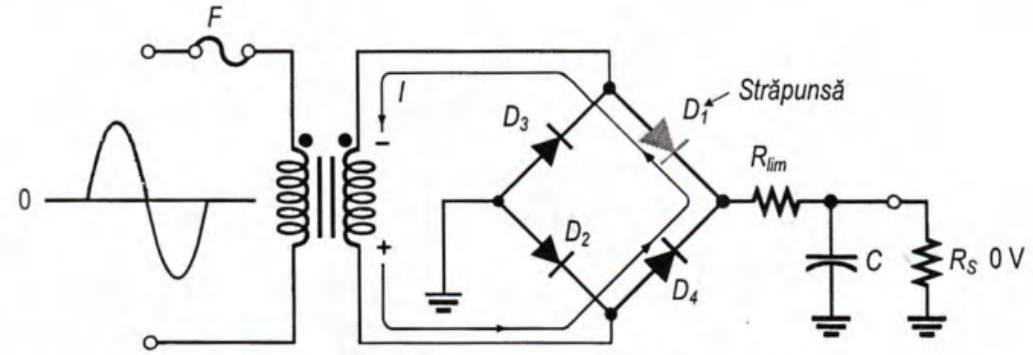


FIGURA 2-69
Efectul străpungerii unei diode dintr-un redresor în punte.



(a) Alternanța pozitivă: Dioda străpunsă se comportă ca o diodă polarizată direct, deci curentul de sarcină este normal.



(b) Alternanța negativă: Dioda străpunsă scurtcircuitează sursa. În consecință, siguranța se arde. Dacă siguranța nu este dimensionată corect, este probabil să se ardă D_1, D_4 sau secundarul transformatorului.

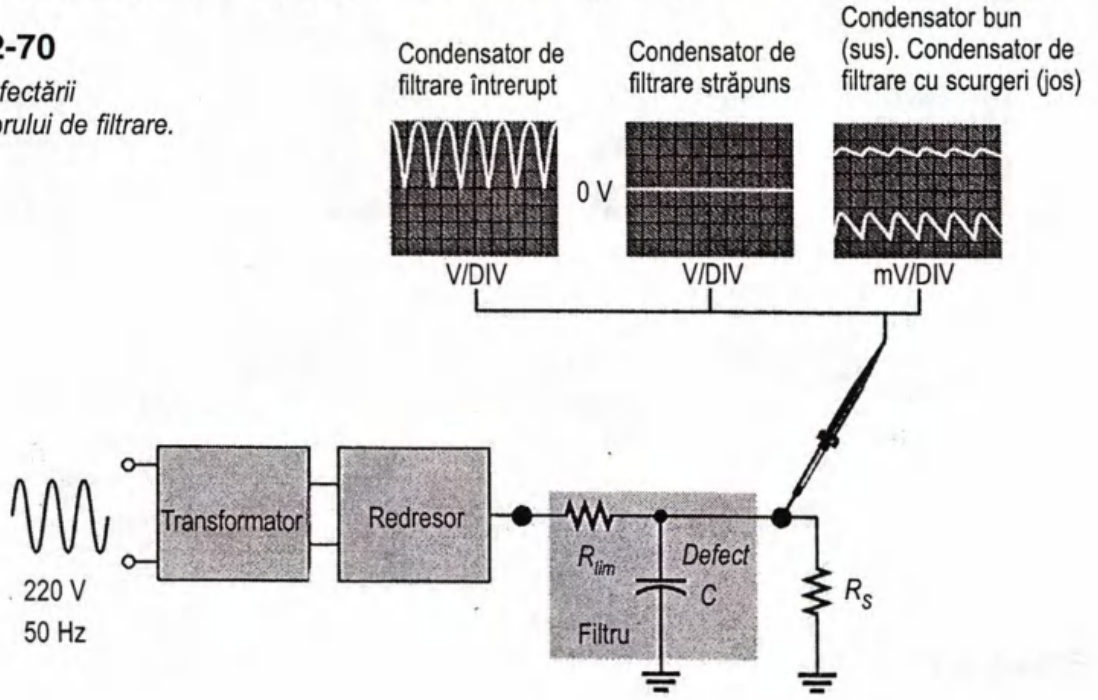
Consecințele străpungerii unei diode dintr-un redresor dublă alternanță Dioda este străpunsă (scurtcircuitată) atunci când, din cauza defectării, prezintă o rezistență foarte mică în ambele sensuri. Dacă o diodă dintr-un redresor în punte se străpunge brusc, curentul va crește foarte mult în timpul unei alternanțe a tensiunii de intrare, așa cum ilustrează fig. 2-69, cu dioda D_1 străpunsă. Această situație va duce la arderea unei alte diode, dacă siguranța fuzibilă a circuitului nu este dimensionată corect. Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare din fig. 2-69(a), circuitul curentului de sarcină se închide prin dioda străpunsă D_1 ca și cum aceasta ar fi polarizată direct. Pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare se produce un scurtcircuit prin D_1 și D_4, ca în fig. (b). Rezistența acestui circuit este foarte mică, el fiind format dintr-o diodă polarizată direct și o diodă străpunsă, legate în serie. Sunt mari șanse ca supracurentul să ardă fie una dintre diode, fie pe ambele, întrerupându-le, dacă siguranța din circuit nu are valoarea corespunzătoare.

Dacă se întrerupe doar una dintre diodele D_1 și D_4, circuitul continuă să funcționeze ca redresor mono-alternanță. Dacă ambele diode se întrerup sau dacă supracurentul produce arderea **siguranței fuzibile** (cum ar trebui), tensiunea de ieșire devine zero.

Consecințele defectării condensatorului de filtrare Cele trei moduri în care se poate defecta un condensator de filtrare sunt prezentate în continuare și ilustrate în fig. 2-70.

- *Întrerupere (gol)* Dacă se întrerupe condensatorul de filtrare al unui redresor dublă alternanță, la ieșire apare o tensiune redresată dublă alternanță, ca în figură.
- *Străpungere (scurtcircuit)* Dacă se străpunge condensatorul de filtrare, tensiunea de ieșire este de 0 V. Scurtcircuitarea condensatorului de filtrare poate duce la întreruperea uneia sau a tuturor diodelor redresorului din cauza supracurentului, în cazul în care lipsește rezistorul de limitare a acestuia sau dacă siguranța nu este dimensionată corect. Dacă siguranța redresorului are valoarea adecvată, ea se arde și împiedică deteriorarea circuitului. În oricare dintre cazuri, tensiunea de ieșire este de 0 V, ca în figură.
- *Scurgere* Un condensator cu scurgeri este echivalent cu un condensator legat în paralel cu o rezistență de scurgere. Această rezistență are ca efect micșorarea constantei de timp, permițându-i condensatorului să se descarce mai repede decât în mod normal. Consecința este creșterea nivelului ondulațiilor tensiunii de ieșire, ca în figură.

FIGURA 2-70
Efectele defectării condensatorului de filtrare.



Consecințele defectării transformatorului Așa cum am mai menționat, întreruperea înfășurărilor primarului sau secundarului are ca rezultat o tensiune de ieșire de 0 V.

O înfășurare primară scurtcircuitată parțial (întâlnită mai rar decât una întreruptă) produce la ieșire o tensiune redresată mai mare deoarece raportul de transformare al transformatorului devine, practic, mai mare. O înfășurare secundară scurtcircuitată parțial produce la ieșire o tensiune redresată mai mică deoarece raportul de transformare al transformatorului devine, practic, mai mic.

Efectuarea integrală a depanării

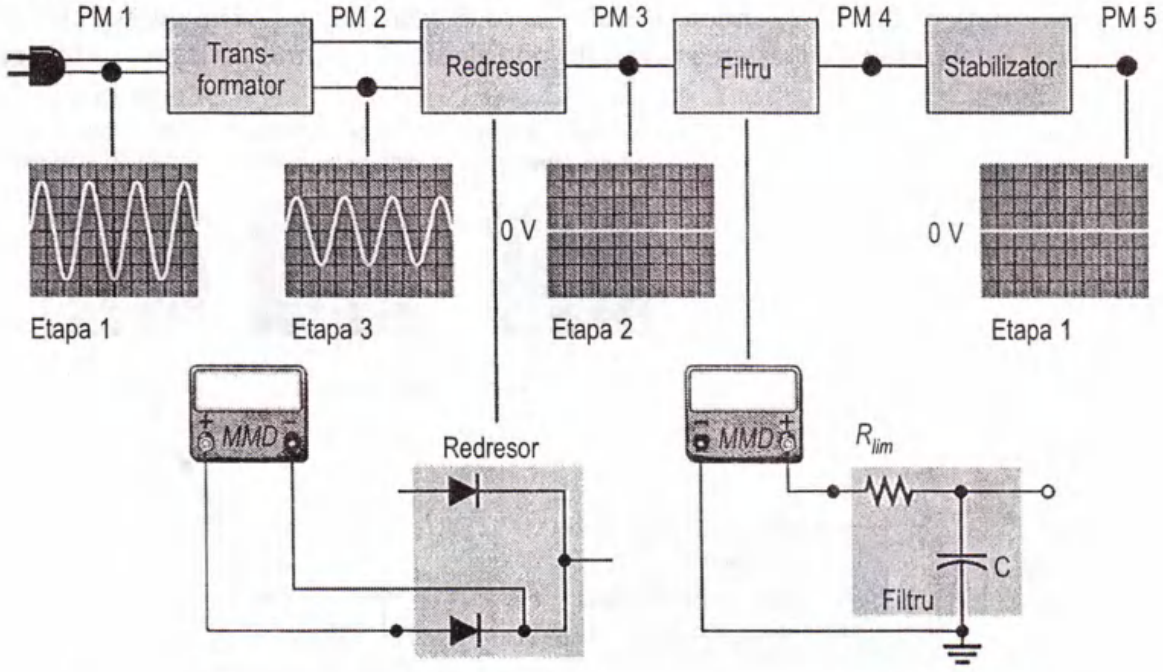
Pentru un circuit sau un aparat care funcționează anormal sau nu funcționează deloc, activitatea de depanare se desfășoară, în mod normal, astfel:

1. Se identifică simptomele.
2. Se controlează corectitudinea alimentării.
3. Se efectuează observații directe.
4. Se aplică una dintre tehnicile de urmărire a semnalului, pentru a localiza defectul.
5. Se analizează posibilitățile de defectare, pentru a restrânge aria de căutare la o componentă sau un grup de componente.
6. Se remediază defectul prin înlocuirea componentelor.

Exemplul următor prezintă etapele și raționamentul din procesul de depanare a sursei de alimentare.

EXEMPLUL 2-13

Determinați componenta defectă din sursa de alimentare a cărei schemă bloc este dată în fig. 2-71, ținând cont, în toate etapele depanării, de măsurătorile indicate. Se presupune că nu ați depistat nici o problemă în ceea ce privește corectitudinea alimentării și prin observație directă.



Etapele 5, 6 Testarea diodelor

Etapa 4 Testarea la scurtcircuit între intrare și masă

FIGURA 2-71

Rezolvare

Depanarea în etape a circuitului din fig. 2-71 se efectuează astfel:

Etapa 1: Măsurați tensiunile de intrare și de ieșire. Ele arată că tensiunea de intrare este corectă, dar cea de ieșire lipsește.

Etapa 2: Aplicați metoda de urmărire a semnalului pornind de la mijlocul circuitului. În PM3 nu există tensiune. Prin urmare, defectul se află între intrare și PM3. Trebuie să fie în transformator sau în redresor, sau poate că nu. Având în vedere că tensiunea în PM3 este de 0 V, ar putea fi un scurtcircuit între intrarea filtrului și masă.

Etapa 3: Măsurați tensiunea din PM2. Dacă aceasta lipsește, este defect transformatorul. Dacă tensiunea din PM2 este corectă, defectul trebuie să se afle în redresor sau există un scurtcircuit între intrarea filtrului și masă. Tensiunea în PM2 este corectă. Aceasta restrânge aria de căutare la un redresor defect sau un scurtcircuit între intrarea filtrului și masă.

Etapa 4: În absența alimentării, verificați, cu ajutorul unui multimetru digital (MMD), existența unui scurtcircuit între intrarea filtrului și masă. Considerăm că nu ați detectat nici un scurtcircuit. Ați restrâns deci aria de căutare la circuitul redresorului.

Etapa 5: Analizați posibilitățile de defectare. Gândiți-vă ce componente din redresor ar putea produce, ca o consecință a defectării lor, apariția unei tensiuni de ieșire de 0 V. Dacă ar fi întreruptă o singură diodă, tensiunea de ieșire ar fi redresată mono-alternanță, ceea ce nu se întâmplă în cazul de față. Pentru a avea la ieșire zero volți, **ambele diode trebuie să fie întrerupte**.

Etapa 6: În absența alimentării, testați fiecare diodă utilizând un multimetru digital cu comutatorul în poziția de testare a diodelor. Înlocuiți diodele defecte, conectați aparatul la rețeaua de alimentare și verificați dacă funcționează corect.

Exercițiu complementar Dacă găsiți un scurtcircuit în etapa 4, care ar fi, logic, următoarea etapă?

SECȚIUNEA 2-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este efectul întreruperii unei diode asupra tensiunii de la ieșirea unui redresor mono-alternanță?
2. Care este efectul întreruperii unei diode asupra tensiunii de la ieșirea unui redresor dublă alternanță?
3. Dacă una dintre diodele unui redresor în punte se străpunge, care sunt consecințele posibile?
4. Ce se întâmplă cu tensiunea de ieșire a unui redresor dacă apar scurgeri la condensatorul de filtrare?
5. Înfășurarea primară a transformatorului unei surse de alimentare se întrerupe. Ce se observă la ieșirea redresorului?
6. Tensiunea continuă de la ieșirea unui redresor urmat de un filtru este mai mică decât în mod normal. Care ar putea fi cauza?

2-8 APLICAȚIE PRACTICĂ

Imaginați-vă că sunteți într-o situație concretă. Să presupunem că lucrați ca tehnician la o fabrică de aparatură electronică. Firma aceasta proiectează, produce și testează o gamă largă de aparate. Ca primă sarcină de serviciu, trebuie să realizați și să testați o sursă de tensiune continuă care va fi utilizată ca subansamblu în diverse produse, cum ar fi: un sistem de numărare industrial, un sistem de alarmă, un sistem de interfon și un sistem de amplificare pentru spații mari. La rezolvarea acestei probleme veți pune în aplicare cunoștințele acumulate până în momentul de față.

Circuitul sursei de tensiune continuă

Sursa de tensiune continuă produsă de firma la care lucrați este prezentată în fig. 2-72. Acesta este proiectul general, care poate fi particularizat pentru a fi folosit în mai multe produse diferite. În principiu, este o sursă de tensiune nestabilizată. Modificările ulterioare vor include și adăugarea unui stabilizator. Caracteristicile principale sunt următoarele:

1. Tensiunea de intrare: 115 V ef, 60 Hz
2. Tensiunea de ieșire (nestabilizată): 12 Vc.c. ± 10%
3. Factorul de ondulație maxim: 3%
4. Curentul maxim prin sarcină: 250 mA

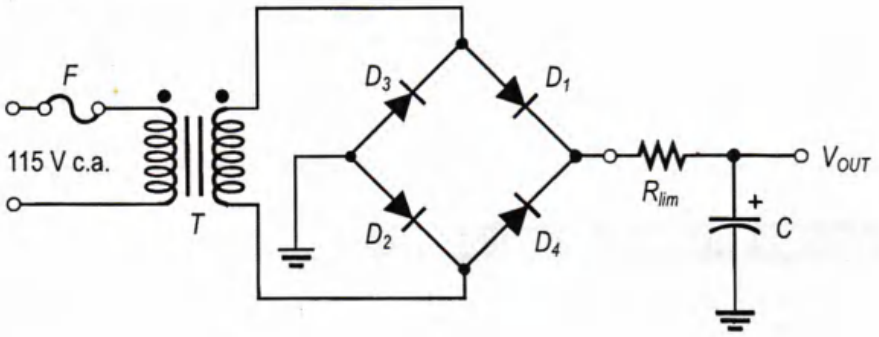


FIGURA 2-72
Schema inițială a sursei de alimentare.

Componentele

- *Transformatorul* Transformatoarele sunt clasificate, de obicei, după tensiunea eficace (din secundar). Ținând cont de caracteristicile sursei, alegeți un transformator de alimentare cu una din următoarele valori: 24 V, 18 V, 12,6 V, 12 V, 9 V, 6,3 V.
- *Diodele* Alegeți tipul de diode din care veți realiza puntea redresoare astfel încât valorile parametrilor I_O, I_{FSM} și V_{RRM} să fie cele minime necesare pentru satisfacerea cerințelor. Consultați tabelul din fig. 2-60.
- *Rezistorul de limitare* Determinați valoarea rezistorului de limitare a curentului de suprasarcină accidentală ținând cont de I_{FSM} al diodelor alese. Folosiți valoarea standardizată imediat superioară celei calculate, însă încercați s-o alegeți cât de

mică posibil pentru a reduce la minimum căderea de tensiune. Consultați tabelul de valori standardizate din anexa A.

- *Siguranța fuzibilă din primar* Determinați cea mai mică valoare pentru siguranță astfel încât să suporte un curent normal, dar să se ardă când curentul prin sarcină depășește curentul maxim normal sau când ieșirea redresorului este scurcircuitată. Puteți să determinați raportul de transformare din valorile tensiunilor și apoi să folosiți formula corespunzătoare de la studiul circuitelor de c.a. pentru a calcula curentul din primar. Alegeți una dintre următoarele valori standardizate pentru siguranțe: 250 mA, 500 mA, 1 A, 2 A, 3 A, 5 A, 7,5 A, 10 A.
- *Condensatorul de filtrare* Alegeți pentru condensatorul de filtrare valoarea minimă pentru care se obține factorul de ondulație impus la un curent maxim prin sarcină (pentru rezistența de sarcină minimă). Alegeți una dintre următoarele valori standardizate pentru condensatoare electrolitice: 1 μF, 4,7 μF, 10 μF, 33 μF, 47 μF, 100 μF, 220 μF, 470 μF, 1000 μF, 1500 μF, 3300 μF, 4700 μF, 6800 μF, 10.000 μF.

Schema

Completați schema inițială din fig. 2-72 numerotând componentele și înscriind alături valorile lor.

Cartela cu circuitul imprimat

- Verificați conformitatea cu schema a cartelei cu circuitul imprimat din fig. 2-73. Benzile negre de pe rezistoare simbolizează valori necunoscute, pe care va trebui să le determinați.
- Marcați pe desenul cartelei simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Metoda de testare

Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei alimentatorului, folosind punctele de măsură (cerculețele numerotate) indicate, la bancul de testare prezentat în fig. 2-74. Precizați valorile tensiunilor și formele de undă corespunzătoare pentru toate măsurările ce urmează a fi efectuate. Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

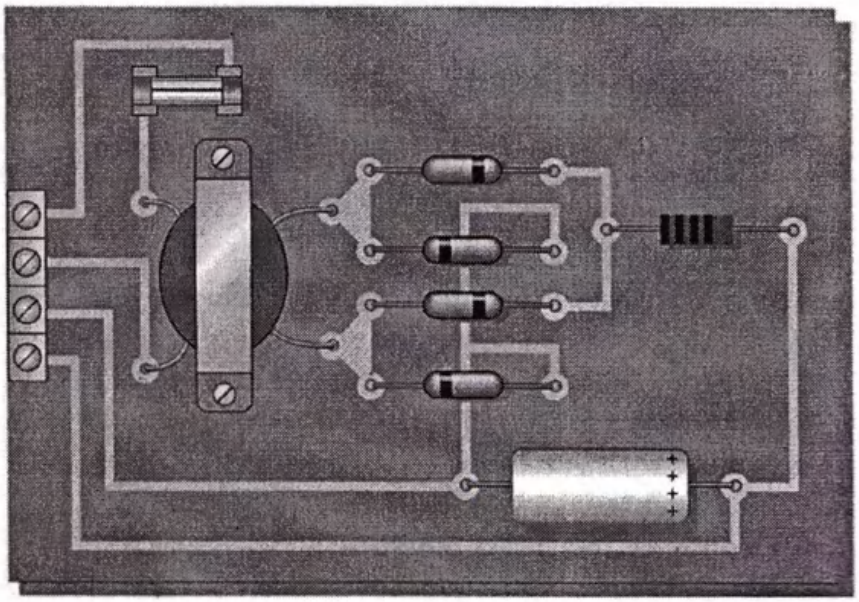


FIGURA 2-73
Cartela cu circuitul imprimat pentru sursa de alimentare.

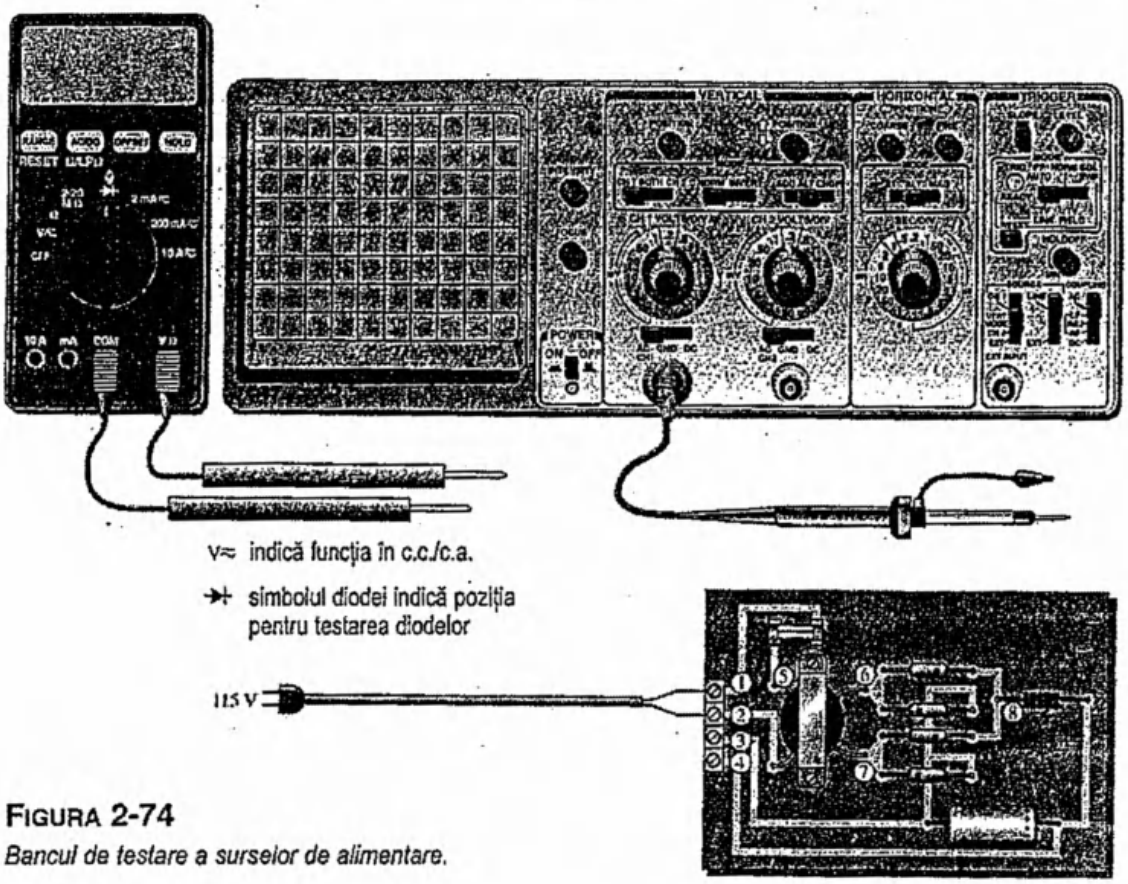


FIGURA 2-74
Bancul de testare a surselor de alimentare.

Depanarea

Seria zero a cartelei sursei de alimentare a ieșit din linia de asamblare. Trei cartele au avut defecte. Este necesară folosirea unor tehnici de depanare pentru a le depista.

Bancul de testare este cel din fig. 2-74. Ținând seama de succesiunea măsurătorilor aferente fiecărei cartele, prezentată în fig. 2-75, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil.

Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Poziția comutatorului de funcții al multimetrului digital este înscrisă sub afișaj, iar scările VOLT/DIV și SEC/DIV ale osciloscopului apar pe ecran în fiecare caz.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul sursei de alimentare, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitului sursei de alimentare.
2. Prezentarea modului de funcționare al acesteia.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat defectul în fiecare dintre cele trei cazuri.

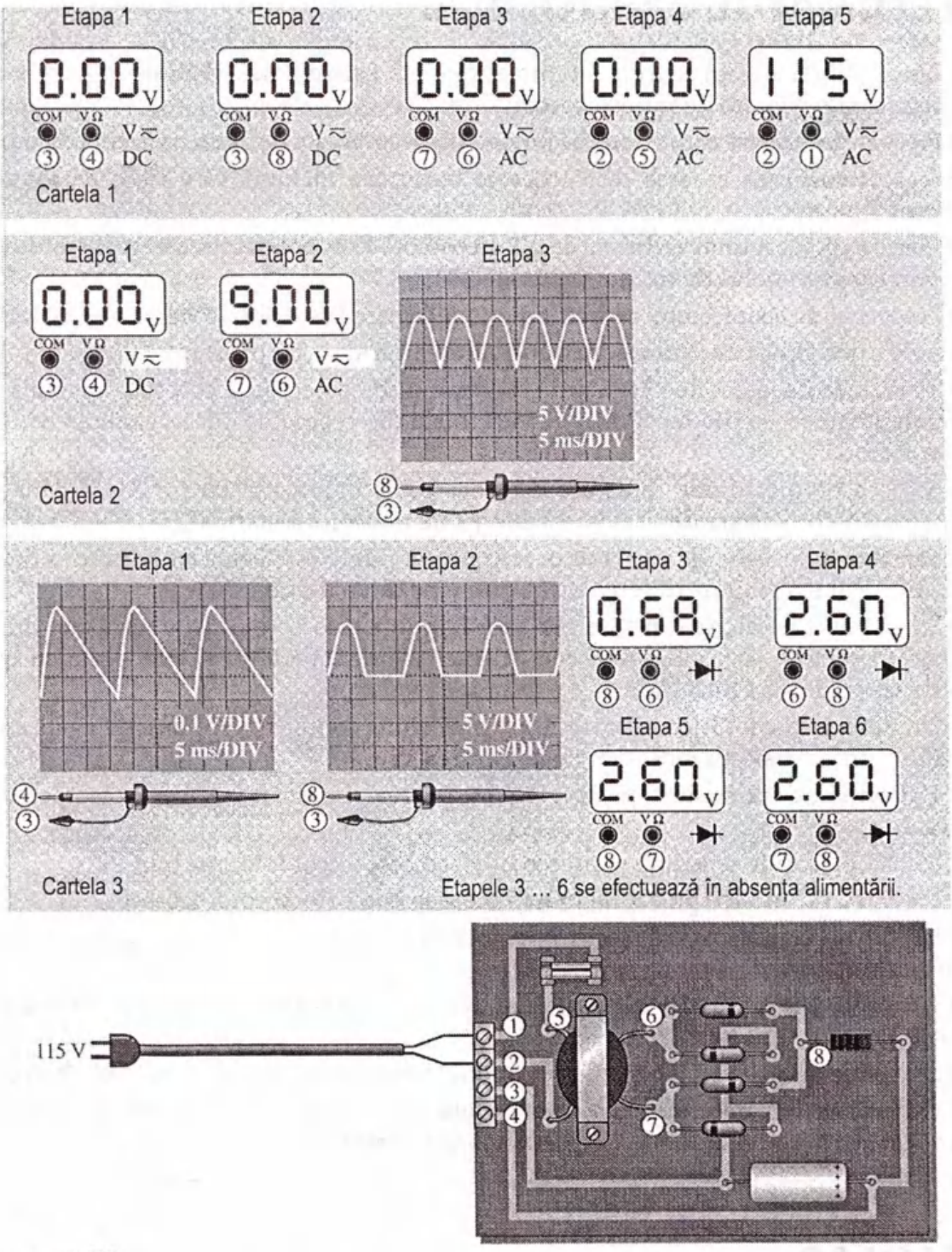


FIGURA 2-75

Succesiunea etapelor de urmărire a semnalului corespunzătoare celor trei cartele de sursă de alimentare defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Unica diodă a unui redresor mono-alternanță este polarizată direct și conduce în timpul în care semnalul de intrare parcurge 180°.

■ Frecvența de ieșire a unui redresor mono-alternanță este egală cu frecvența de intrare.

■ $V_{R(V)}$ (tensiunea inversă de vârf) este tensiunea maximă care cade pe diodă în polarizare inversă.

■ Fiecare diodă a unui redresor dublă alternanță este polarizată direct și conduce în timpul în care semnalul de intrare parcurge 180°.

■ Frecvența de ieșire a unui redresor mono-alternanță este dublul frecvenței de intrare.

■ Cele două tipuri de redresoare dublă alternanță sunt: cu priză mediană și în punte.

■ Tensiunea de ieșire de vârf a unui redresor dublă alternanță cu priză mediană este aproximativ jumătate din tensiunea de vârf totală din secundar minus căderea de tensiune pe o diodă.

■ $V_{R(V)}$ a fiecărei diode dintr-un redresor dublă alternanță cu priză mediană este dublul tensiunii de ieșire de vârf plus căderea de tensiune pe o diodă.

■ Tensiunea de ieșire de vârf a unui redresor în punte este egală cu tensiunea de vârf totală din secundar minus căderea de tensiune pe două diode.

■ $V_{R(V)}$ a fiecărei diode dintr-un redresor în punte este aproximativ jumătate din cea necesară în cazul unei configurații echivalente cu priză mediană și este egală cu tensiunea de ieșire de vârf plus căderea de tensiune pe o diodă.

■ Un filtru capacitiv furnizează la ieșire o tensiune continuă aproximativ egală cu valoarea de vârf a tensiunii redresate de la intrarea sa.

■ Pulsațiile tensiunii sunt generate de încărcarea și descărcarea condensatorului de filtrare.

■ Cu cât pulsațiile tensiunii sunt mai mici, cu atât filtrul este mai bun.

■ Un filtru *LC* reduce pulsațiile în mai mare măsură decât un filtru capacitiv.

■ Un filtru *LC* furnizează la ieșire o tensiune continuă aproximativ egală cu valoarea medie a tensiunii redresate de la intrarea sa.

■ Limitatoarele cu diode taie semnalul deasupra sau dedesubtul unui anumit nivel de tensiune. Mai sunt numite *circuite de tăiere.*

■ Circuitele de axare cu diode adaugă o componentă continuă unei tensiuni alternative.

■ O sursă de alimentare cu c.c. este formată, în principiu, dintr-un transformator de intrare, un redresor cu diode, un filtru și un stabilizator.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Cădere de tensiune pe diodă Tensiunea la bornele diodei în polarizare directă; este aproximativ egală cu potențialul de barieră, valoarea tipică pentru siliciu fiind de 0,7 V.

Circuit de axare Circuit care adaugă o componentă continuă unei tensiuni alternative, folosind o diodă și un condensator.

Circuit de tăiere Vezi *Limitator.*

Depanare Activitatea și tehnicile de identificare și localizare ale defectelor unui circuit sau aparat electronic.

Factor de ondulație Expresie a eficienței unui filtru de alimentare în ceea ce privește reducerea pulsațiilor tensiunii; raportul dintre tensiunea pulsatorie și tensiunea continuă de ieșire.

Filtru Un condensator sau un ansamblu condensator-bobină având rolul de a reduce pulsațiile tensiunii de la ieșirea unui redresor.

Limitator Circuit cu diode care taie sau înlătură o parte dintr-un semnal deasupra și/sau dedesubtul unui nivel impus.

Multiplicator de tensiune Circuit format din diode și condensatoare, care furnizează la ieșire o tensiune de două, trei sau patru ori mai mare decât tensiunea de intrare.

Ondulație a tensiunii Micile pulsații ale tensiunii continue de la ieșirea unui redresor urmat de filtru, generate de încărcarea și descărcarea condensatorului de filtrare.

Redresor Circuit electronic care transformă tensiunea alternativă în tensiune continuă.

Redresor cu priză mediană Tip de redresor dublă alternanță format dintr-un transformator cu priză mediană și două diode.

Redresor dublă alternanță Circuit care transformă o tensiune de intrare alternativă sinusoidală într-o tensiune continuă pulsatorie cu două pulsații la ieșire pentru o perioadă a semnalului de intrare.

Redresor în punte Tip de redresor dublă alternanță format din patru diode dispuse pe laturile unui patrulater.

Redresor mono-alternanță Circuit care transformă o tensiune de intrare alternativă sinusoidală într-o tensiune continuă pulsatorie cu o pulsație la ieșire pentru o perioadă a semnalului de intrare.

Siguranță fuzibilă Dispozitiv de protecție care se întrerupe prin ardere atunci când curentul depășește o anumită valoare.

Stabilizator Dispozitiv sau circuit electronic care menține, practic, o tensiune constantă la ieșire pentru un întreg domeniu de valori ale tensiunii de intrare sau ale rezistenței de sarcină; este unul dintre blocurile funcționale ale sursei de alimentare.

Sursă de alimentare Circuit care transformă tensiunea alternativă a rețelei de alimentare în tensiune continuă și furnizează o putere constantă pentru a crea condiții de funcționare altor circuite sau aparate.

Tensiune inversă de vârf ($V_{R(V)}$) Valoarea maximă a tensiunii inverse, de la vârful semnalului de intrare, când dioda este polarizată invers.

■ FORMULE DE BAZĂ

(2-1) $V_{MED} = \frac{V_v}{\pi}$ — Valoarea medie a tensiunii redresate mono-alternanță

(2-2) $V_{v(out)} = V_{v(in)} - 0{,}7\ \text{V}$ — Valoarea de vârf a tensiunii de ieșire redresate mono-alternanță (pentru diode cu siliciu)

(2-3) $V_{R(V)} = V_{v(in)}$ — Tensiunea inversă de vârf la un redresor mono-alternanță

(2-4) $V_{sec} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pr}}\right) V_{pr}$ Tensiunea din secundarul transformatorului

(2-5) $V_{MED} = \frac{2V_v}{\pi}$ Valoarea medie a tensiunii redresate dublă alternanță

(2-6) $V_{out} = \frac{V_{sec}}{2} - 0{,}7\ \text{V}$ Tensiunea de ieșire a redresorului dublă alternanță cu priză mediană

(2-7) $V_{R(V)} = 2V_{v(out)} + 0{,}7\ \text{V}$ Tensiunea inversă de vârf la un redresor cu priză mediană

(2-8) $V_{v(out)} = V_{v(sec)} - 1{,}4\ \text{V}$ Tensiunea de ieșire a redresorului dublă alternanță în punte

(2-9) $V_{R(V)} = V_{v(out)} + 0{,}7\ \text{V}$ Tensiunea inversă de vârf la un redresor în punte

(2-10) $r = \frac{V_{r(vv)}}{V_{c.c.}}$ Factorul de ondulație

(2-11) $V_{r(vv)} \cong \left(\frac{1}{fR_SC}\right) V_{v(redr)}$ Ondulația în tensiune vârf la vârf la un filtru capacitiv

(2-12) $V_{c.c.} \cong \left(1 - \frac{1}{2fR_SC}\right) V_{v(redr)}$ Tensiunea continuă de ieșire la un filtru capacitiv

(2-13) $R_{lim} = \frac{V_{v(sec)} - 1{,}4\ \text{V}}{I_{FSM}}$ Rezistența de limitare a curentului de suprasarcină accidentală

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Valoarea medie a tensiunii redresate mono-alternanță cu valoarea de vârf de 200 V este:
   (a) 63,7 V **(b)** 127,3 V **(c)** 141 V **(d)** 0 V
2. Dacă la intrarea unui redresor mono-alternanță se aplică o tensiune sinusoidală cu frecvența de 60 Hz, frecvența de ieșire este:
   (a) 120 Hz **(b)** 30 Hz **(c)** 60 Hz **(d)** 0 Hz
3. Valoarea de vârf a tensiunii de la intrarea unui redresor mono-alternanță este de 10 V. Valoarea de vârf aproximativă de la ieșire este:
   (a) 10 V **(b)** 3,18 V **(c)** 10,7 V **(d)** 9,3 V
4. Dioda din circuitul de la întrebarea 3 trebuie să suporte o tensiune inversă de:
   (a) 10 V **(b)** 5 V **(c)** 20 V **(d)** 3,18 V
5. Valoarea medie a tensiunii redresate dublă alternanță cu valoarea de vârf de 75 V este:
   (a) 53 V **(b)** 47,8 V **(c)** 37,5 V **(d)** 23,9 V
6. Dacă la intrarea unui redresor dublă alternanță se aplică o tensiune sinusoidală cu frecvența de 60 Hz, frecvența la ieșire va fi:
   (a) 120 Hz **(b)** 60 Hz **(c)** 240 Hz **(d)** 0 Hz

7. Tensiunea totală din secundarul transformatorului unui redresor dublă alternanță cu priză mediană este de 125 V ef. Neglijând căderea de tensiune pe diode, tensiunea de ieșire eficace este:
   (a) 125 V **(b)** 177 V **(c)** 100 V **(d)** 62,5 V
8. La o tensiune de ieșire de vârf de 100 V, $V_{R(V)}$ pe fiecare diodă dintr-un redresor dublă alternanță cu priză mediană este (neglijând căderea de tensiune pe diode):
   (a) 100 V **(b)** 200 V **(c)** 141 V **(d)** 50 V
9. Dacă tensiunea de ieșire eficace a unui redresor dublă alternanță în punte este de 20 V, tensiunea inversă de vârf la bornele diodelor este (neglijând căderea de tensiune pe diode):
   (a) 20 V **(b)** 40 V **(c)** 28,3 V **(d)** 56,6 V
10. Tensiunea de ieșire ideală a unui filtru capacitiv este egală cu:
    (a) valoarea de vârf a tensiunii redresate
    (b) valoarea medie a tensiunii redresate
    (c) valoarea eficace a tensiunii redresate
11. Filtrul unei surse de alimentare produce o tensiune de ieșire cu pulsații de 100 mV vârf la vârf și având componenta continuă de 20 V. Factorul de ondulație este:
    (a) 0,05 **(b)** 0,005 **(c)** 0,00005 **(d)** 0,02
12. O tensiune redresată dublă alternanță cu valoarea de vârf de 60 V este aplicată unui filtru capacitiv. Dacă f = 120 Hz, R_S = 10 kΩ și C = 10 μF, pulsațiile tensiunii vor fi de:
    (a) 0,6 V **(b)** 6 mV **(c)** 5,0 V **(d)** 2,88 V
13. Dacă rezistența de sarcină a unui redresor dublă alternanță cu filtru capacitiv scade, pulsațiile de tensiune:
    (a) cresc **(b)** scad
    (c) nu sunt afectate **(d)** își schimbă frecvența
14. O tensiune sinusoidală de 10 V vârf la vârf se aplică la bornele unui circuit serie format dintr-o diodă cu siliciu și un rezistor. Tensiunea maximă pe diodă este:
    (a) 9,3 V **(b)** 5 V **(c)** 0,7 V **(d)** 10 V **(e)** 4,3 V
15. Dacă tensiunea de la intrarea unui triplor de tensiune are valoarea eficace de 12 V, tensiunea continuă de la ieșirea lui este de aproximativ:
    (a) 36 V **(b)** 50,9 V **(c)** 33,9 V **(d)** 32,4 V
16. Dacă una dintre diodele unui redresor dublă alternanță în punte se întrerupe, tensiunea de ieșire este:
    (a) 0 V
    (b) un sfert din amplitudinea tensiunii de intrare
    (c) tensiunea redresată mono-alternanță
    (d) o tensiune cu frecvența de 120 Hz
17. Dacă, la verificarea unui redresor dublă alternanță în punte, cu semnal de intrare de 60 Hz, remarcați că semnalul de ieșire prezintă pulsații de 60 Hz:
    (a) circuitul funcționează corect
    (b) una dintre diode este întreruptă
    (c) secundarul transformatorului este scurtcircuitat
    (d) condensatorul de filtrare prezintă scurgeri

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 2-1 Redresoare mono-alternanță

1. Trasați forma de undă a tensiunii de ieșire pentru fiecare circuit din fig. 2-76 și notați valorile tensiunii.

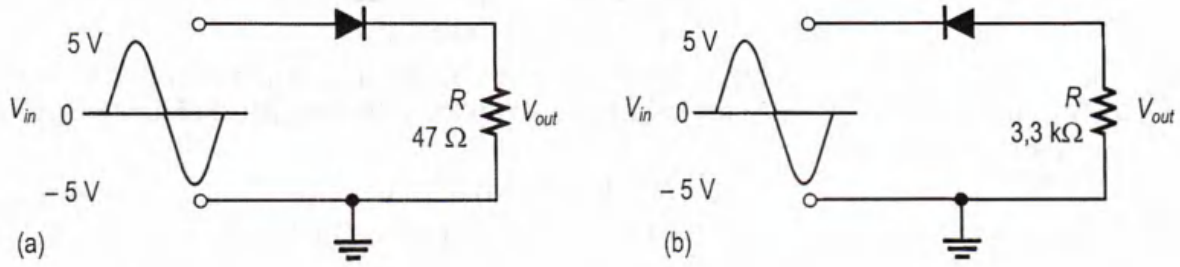


FIGURA 2-76

2. Care este valoarea de vârf a curentului direct prin diodele din fig. 2-76?
3. Transformatorul unei surse de alimentare are raportul de transformare de 5:1. Care este tensiunea din secundar, dacă primarul este conectat la o sursă de 115 V ef?
4. Determinați puterea de vârf și puterea medie furnizate pe R_S din fig. 2-77.

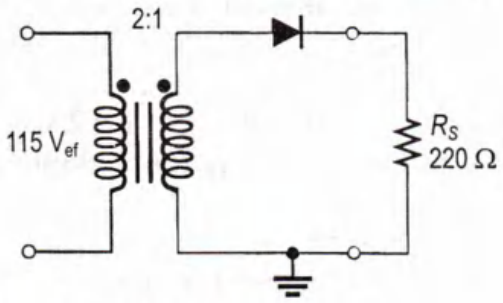


FIGURA 2-77

Secțiunea 2-2 Redresoare dublă alternanță

5. Aflați valoarea medie a tensiunilor reprezentate în fig. 2-78.

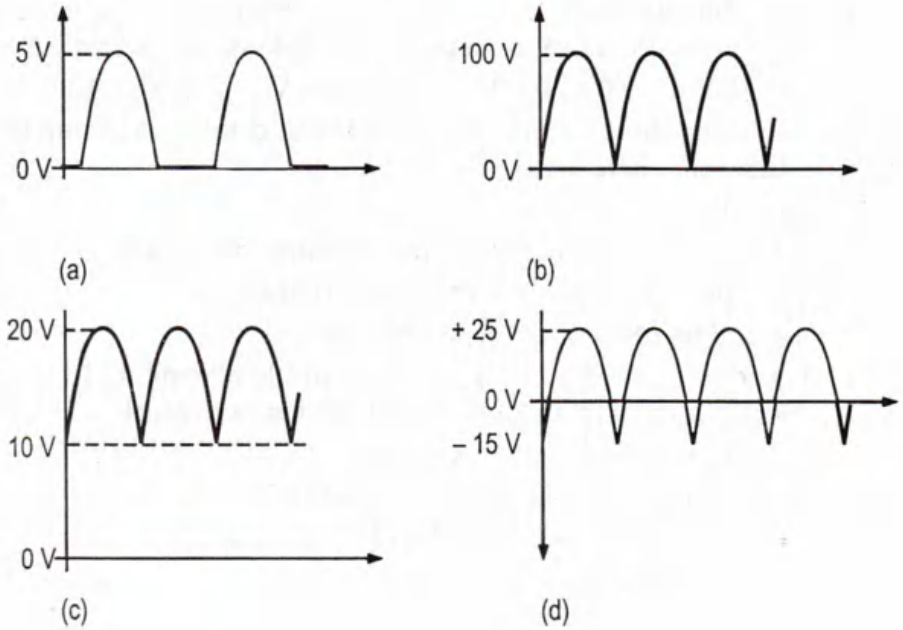


FIGURA 2-78

6. Se dă circuitul din fig. 2-79.
   (a) Ce fel de circuit este?
   (b) Care este valoarea de vârf a tensiunii totale din secundar?
   (c) Aflați tensiunea de vârf la capetele fiecărei jumătăți a secundarului.
   (d) Trasați forma de undă a tensiunii de pe R_S.
   (e) Care este valoarea de vârf a curentului prin fiecare diodă?
   (f) Care este valoarea $V_{R(V)}$ pentru fiecare diodă?

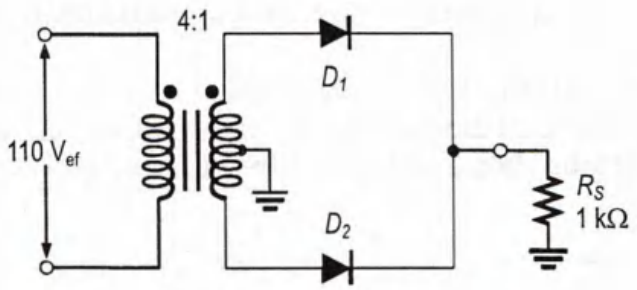


FIGURA 2-79

7. Calculați valoarea de vârf a tensiunii de pe fiecare jumătate a secundarului unui transformator cu priză mediană dintr-un redresor dublă alternanță a cărui tensiune medie de ieșire este de 110 V.
8. Arătați cum trebuie conectate diodele într-un redresor cu priză mediană pentru a furniza la ieșire, pe rezistorul de sarcină, o tensiune redresată dublă alternanță cu valori negative.
9. Care este valoarea $V_{R(V)}$ necesară diodelor dintr-o punte redresoare care furnizează o tensiune medie de ieșire de 50 V?
10. Tensiunea eficace de la ieșirea unei punți redresoare este de 20 V. Care este valoarea tensiunii inverse de vârf pe diode?

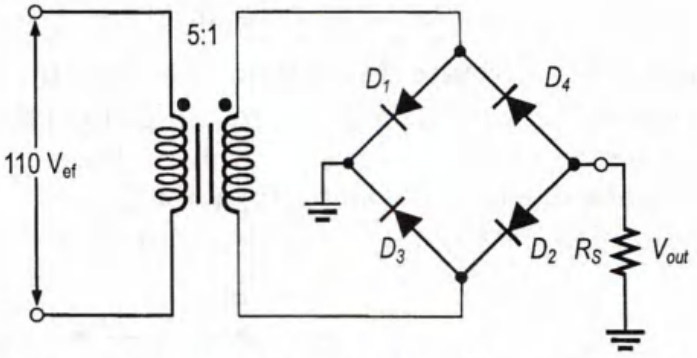


FIGURA 2-80

11. Trasați forma de undă a tensiunii de ieșire a punții redresoare din fig. 2-80. Remarcați că diodele sunt așezate invers decât în circuitele prezentate anterior.

Secțiunea 2-3 Filtre pentru surse de alimentare

12. Un filtru pentru tensiune redresată furnizează o tensiune de ieșire continuă de 75 V cu pulsații de 0,5 V vârf la vârf. Calculați factorul de ondulație.
13. Un redresor dublă alternanță are valoarea de vârf a tensiunii de ieșire de 30 V. După el este conectat un condensator de filtrare de 50 μF. Calculați valoarea vârf la vârf a pulsațiilor tensiunii și tensiunea continuă de ieșire produsă pe o rezistență de sarcină de 600 Ω.

14. Care este valoarea exprimată în procente a pulsațiilor produse de filtrul redresorului din problema 13?
15. Ce valoare trebuie să aibă un condensator de filtrare pentru ca factorul de ondulație să fie de 1%, dacă filtrul urmează unui redresor dublă alternanță având rezistența de sarcină de 1,5 kΩ? Se consideră că redresorul furnizează la ieșire o tensiune de vârf de 18 V.
16. Un redresor dublă alternanță produce o tensiune redresată cu valoarea de vârf de 80 V, fiind alimentat de la o sursă de c.a. de 60 Hz. Dacă filtrarea se face cu un condensator de 10 μF, determinați factorul de ondulație pentru o rezistență de sarcină de 10 kΩ.
17. Determinați valoarea vârf la vârf a pulsațiilor tensiunii și componenta continuă de la ieșirea circuitului din fig. 2-81. Tensiunea din secundarul transformatorului este de 36 V, rețeaua de alimentare are frecvența de 60 Hz, iar rezistența bobinei este de 100 Ω.

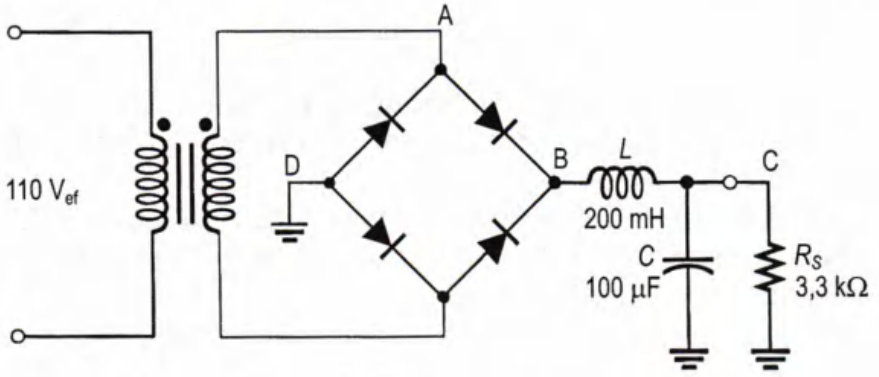


FIGURA 2-81

18. Pentru schema din fig. 2-81, trasați formele de undă ale următoarelor tensiuni luând ca referință tensiunea de intrare: V_{AB}, V_{AD}, V_{BD}, V_{CD}. Indicii formați din câte două litere desemnează punctele între care se consideră tensiunea.

Secțiunea 2-4 Circuite de limitare și axare cu diode

19. Determinați forma de undă de la ieșirea circuitului din fig. 2-82.
20. Determinați tensiunea de ieșire a circuitului din fig. 2-83(a) dacă la intrarea lui se aplică, pe rând, tensiunile din fig. (b), (c) și (d).
21. Determinați forma tensiunii de ieșire pentru circuitele din fig. 2-84.

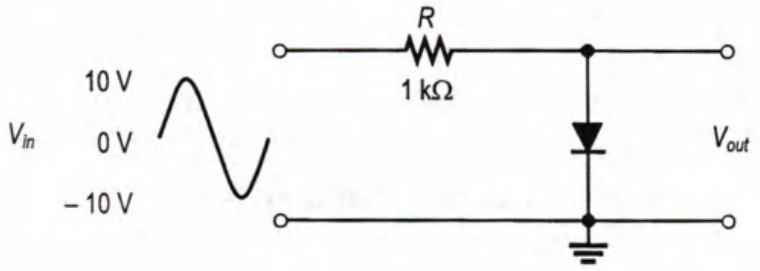


FIGURA 2-82

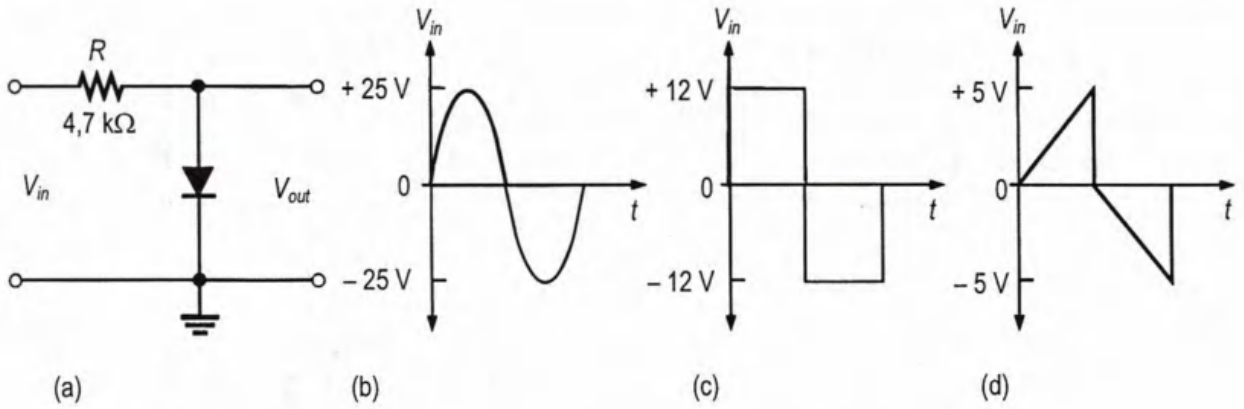


FIGURA 2-83

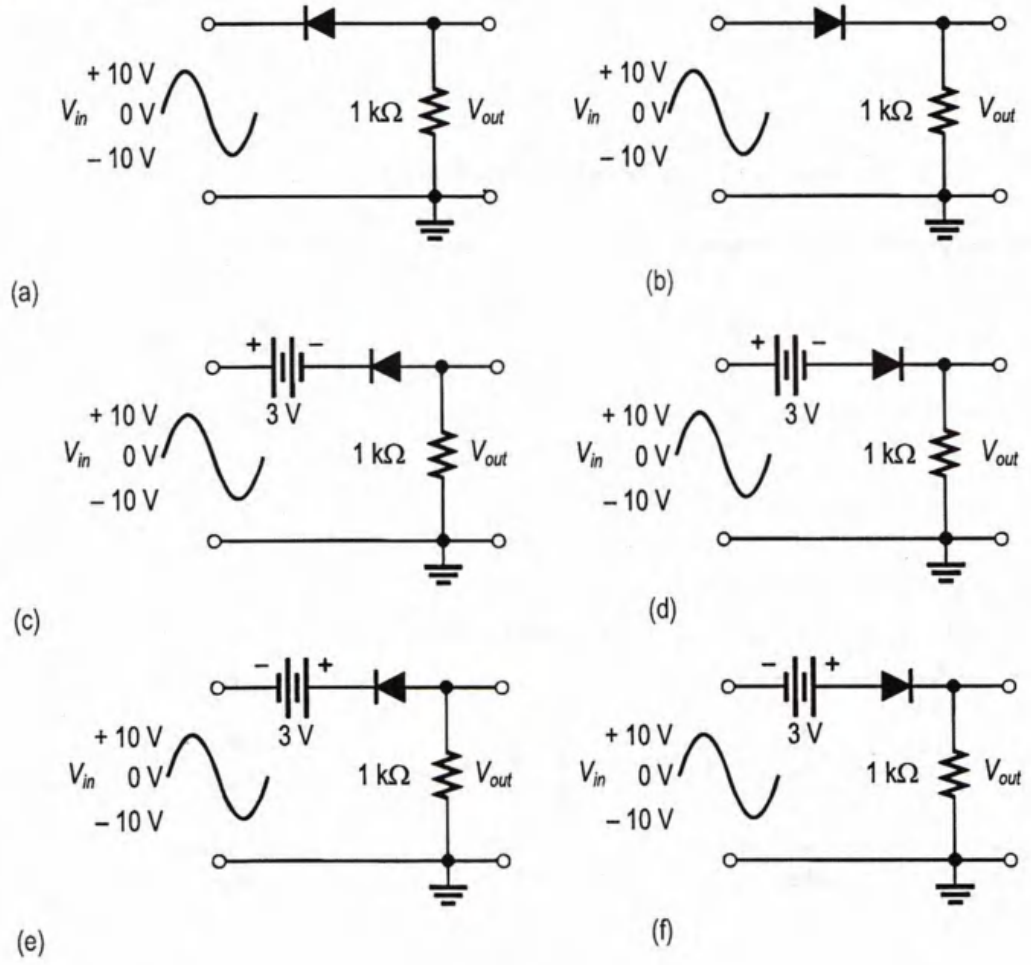


FIGURA 2-84

22. Determinați forma de undă a tensiunii pe R_S pentru circuitele din fig. 2-85.

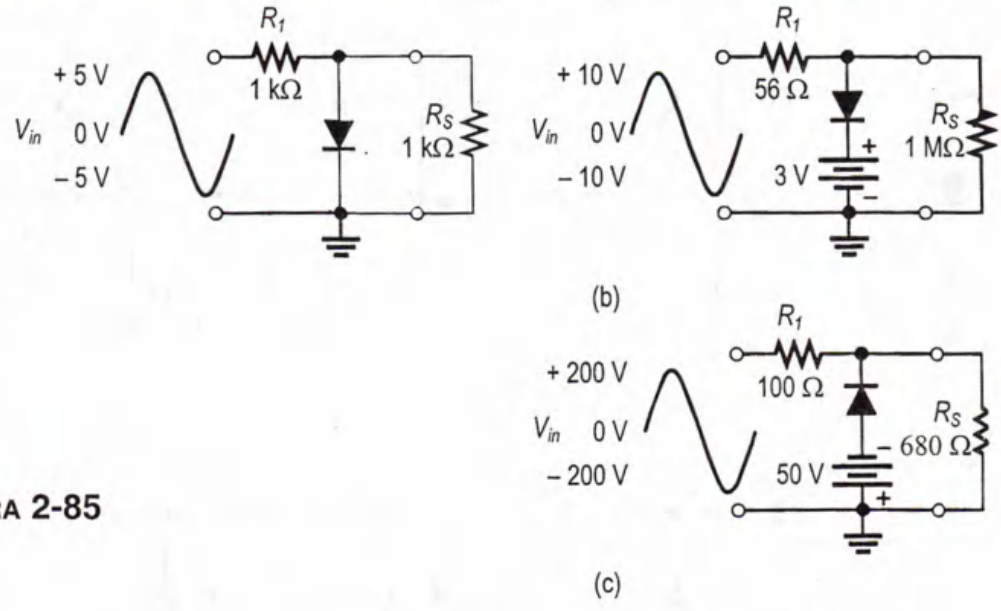


FIGURA 2-85

23. Trasați forma tensiunii de ieșire pentru circuitele din fig. 2-86.

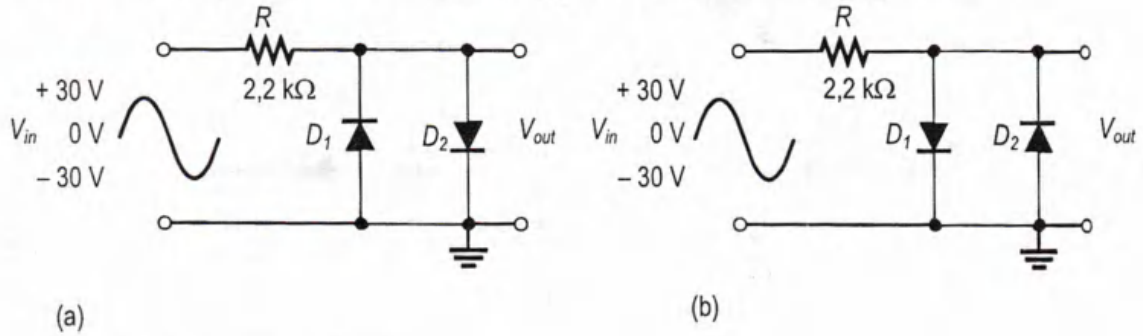


FIGURA 2-86

24. Determinați forma tensiunii de ieșire pentru circuitele din fig. 2-87.

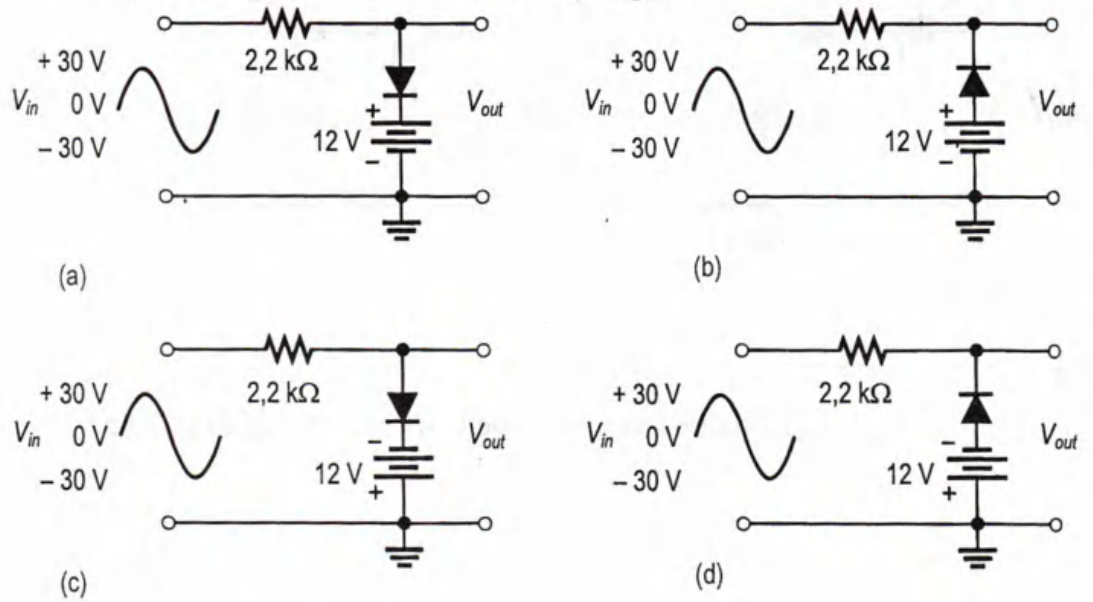


FIGURA 2-87

25. Descrieți forma de undă de la ieșirea fiecărui circuit din fig. 2-88. Considerați că valoarea constantei de timp *RC* este mult mai mare decât perioada semnalului de intrare.
26. Reluați problema 25 pentru cazul în care diodele sunt poziționate invers.

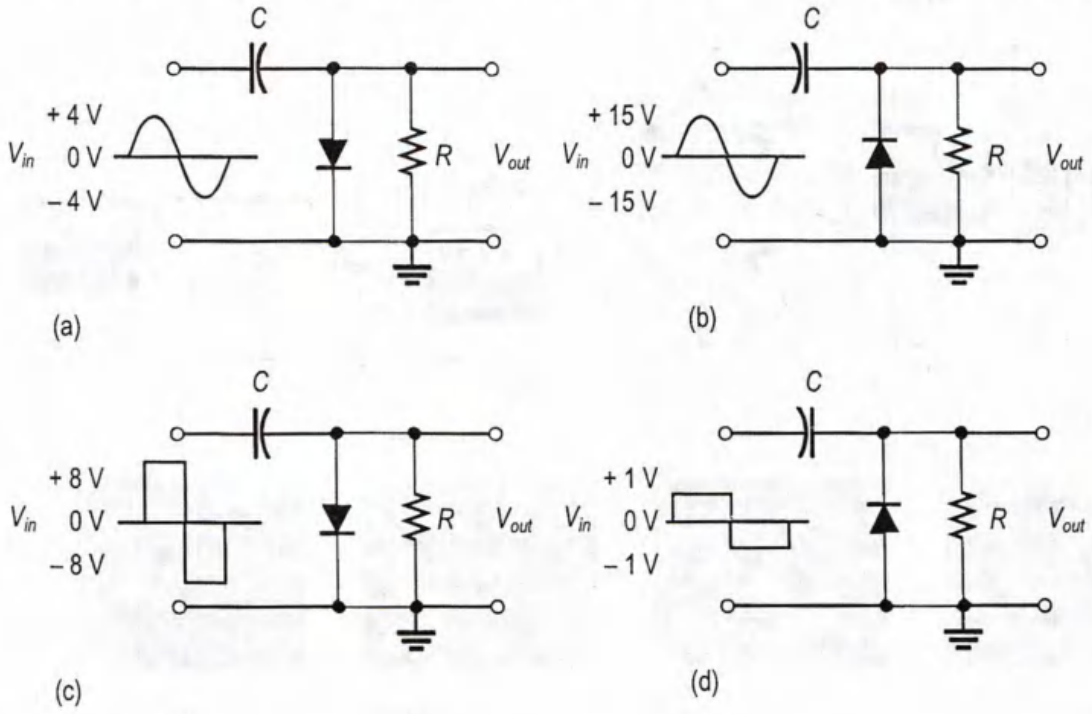


FIGURA 2-88

Secțiunea 2-5 Multiplicatoare de tensiune

27. Un dublor de tensiune primește la intrare 20 V ef. Care este tensiunea sa de ieșire? Desenați circuitul, marcați bornele de ieșire și aflați $V_{R(V)}$ a diodei.
28. Reluați problema 27 pentru un triplor și un cvadruplor de tensiune.

Secțiunea 2-6 Cataloage de diode

29. Consultând foaia de catalog din fig. 2-60, aflați ce tensiune inversă de vârf suportă o diodă 1N1183A.
30. Reluați problema 29 pentru o diodă 1N1188A.
31. Dacă valoarea de vârf a tensiunii de la ieșirea unui redresor dublă alternanță în punte este de 50 V, determinați valoarea minimă a rezistorului de limitare a curentului de suprasarcină accidentală când diodele folosite sunt de tipul 1N1183A.

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 2-7 Depanare

32. Dacă una dintre diodele unui redresor în punte se întrerupe, ce se obține la ieșire?
33. Din valorile indicate de multimetrele din fig. 2-89 stabiliți dacă redresorul funcționează corect. În caz contrar, arătați care sunt defectele cele mai probabile.

34. Cele patru oscilograme din fig. 2-90 prezintă tensiunile de ieșire ale unor redresoare. Stabiliți, pentru fiecare, dacă redresorul funcționează corect sau nu și, în ultimul caz, defectele cele mai probabile.
35. Ținând cont de valorile date, vă așteptați la o defectare a circuitului din fig. 2-91? Dacă da, arătați motivele.

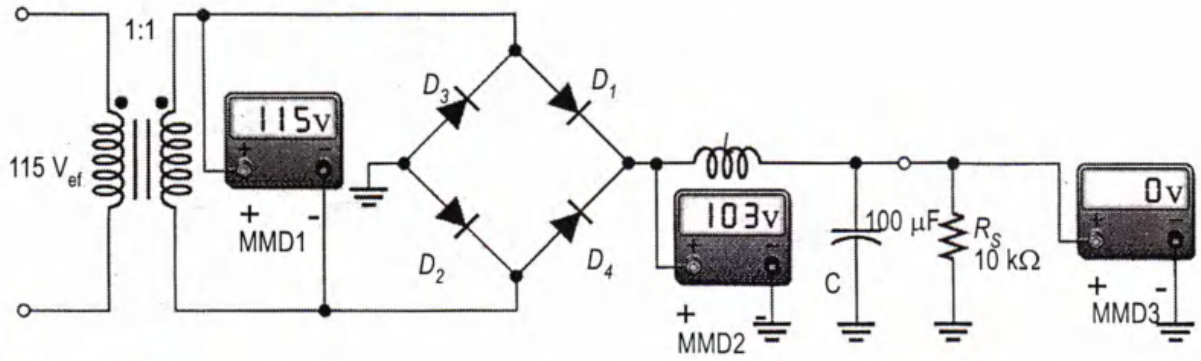
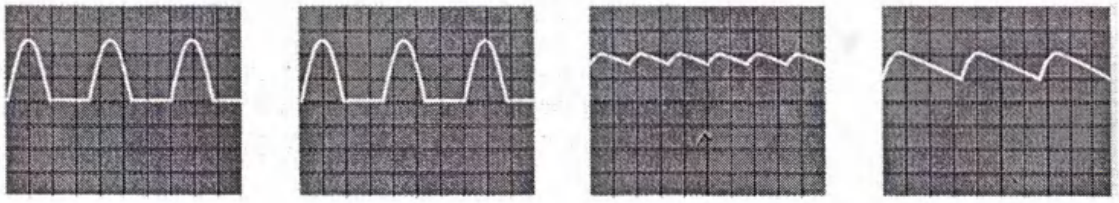


FIGURA 2-89



(a) Ieşirea unui redresor mono-alternanță fără filtru

(b) Ieşirea unui redresor dublă alternanță fără filtru

(c) Ieşirea unui redresor dublă alternanță cu filtru

(d) Ieşirea aceluiaşi redresor dublă alternanță cu filtru din fig. (c)

FIGURA 2-90

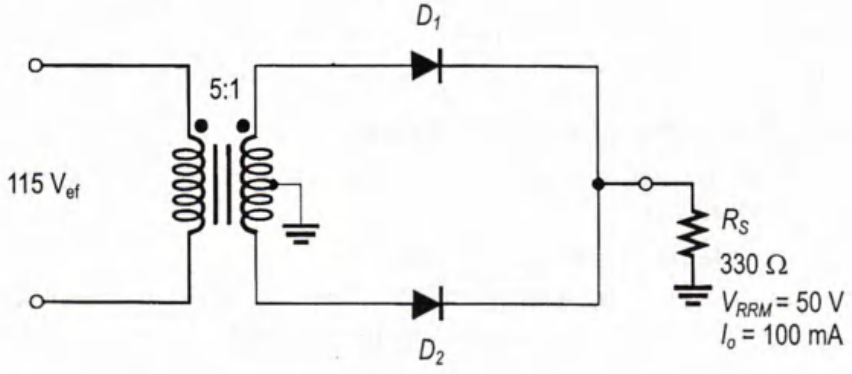


FIGURA 2-91

Secțiunea 2-8 Aplicație practică

36. Determinați defectele cele mai probabile ale circuitului de pe cartela din fig. 2-92 pentru fiecare dintre simptomele de mai jos. Arătați cum ați remedia defectul în fiecare caz. Tensiunea de ieșire a transformatorului este de 36 V.
    (a) Între punctele de măsură 1 și 2 nu există tensiune.
    (b) Nu există tensiune între punctele de măsură 3 și 4; tensiunea între punctele de măsură 1 și 2 este de 110 V ef.
    (c) 50 V ef. între punctele de măsură 3 și 4; semnalul de intrare este corect, de 110 V ef.

(d) 25 V ef. între punctele de măsură 3 și 4; semnalul de intrare este corect, de 110 V ef.
(e) Tensiune redresată dublă alternanță, cu valoarea de vârf de aproximativ 50 V, între punctul de măsură 7 și masă.
(f) Ondulații ale tensiunii prea mari, cu frecvența de 120 Hz, în punctul de măsură 7.
(g) Pulsațiile tensiunii au frecvența de 120 Hz în punctul de măsură 7.
(h) Tensiunea lipsește în punctul de măsură 7.

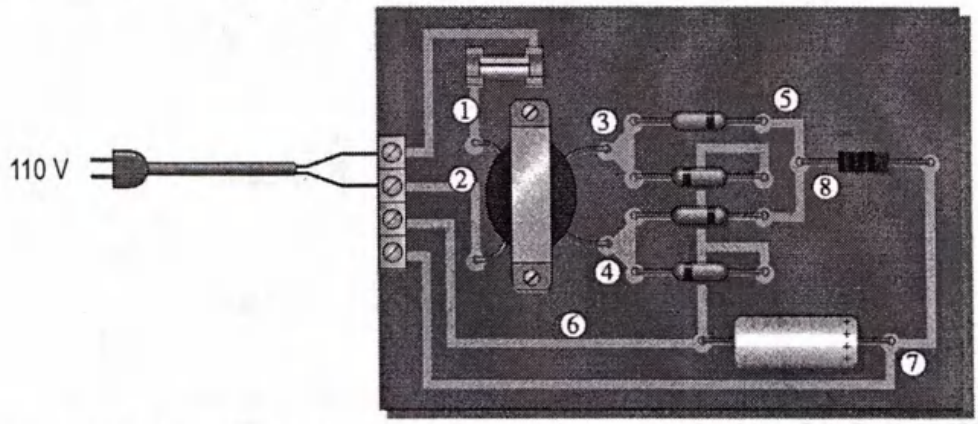


FIGURA 2-92

37. Supunând cartela cu sursa de alimentare din fig. 2-92 unor probe cu un rezistor de sarcină de 10 kΩ, ați constatat că tensiunea de la borna pozitivă a condensatorului de filtrare prezintă ondulații cu frecvența de 60 Hz. Înlocuiți toate diodele, alimentați cartela, verificați din nou tensiunea în punctul menționat și iarăși constatați că prezintă ondulații cu frecvența de 60 Hz. Cum veți proceda în continuare?

38. Dacă prima diodă (cea mai de sus) de pe cartela de circuit din fig. 2-92 este montată – incorect – invers, ce tensiune veți găsi în punctul de măsură nr. 8?

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

39. Un redresor dublă alternanță cu filtru capacitiv furnizează la ieșire o tensiune continuă de 35 V pe o sarcină de 3,3 kΩ. Determinați valoarea minimă a condensatorului de filtrare dacă valoarea maximă vârf la vârf a pulsațiilor tensiunii trebuie să fie de 0,5 V.

40. Un redresor dublă alternanță fără filtrare, având la intrare o tensiune de 115 V și 60 Hz, furnizează la ieșire o tensiune de vârf de 15 V. Dacă i se conectează un filtru capacitiv și o sarcină de 1 kΩ, tensiunea continuă de ieșire este de 14 V. Care este valoarea vârf la vârf a pulsațiilor tensiunii?

41. La un redresor dublă alternanță, prin filtrul capacitiv se măsoară un curent de suprasarcină accidentală de 50 A. Transformatorul este dimensionat astfel încât să se obțină în secundar o tensiune de 24 V când este alimentat la intrare cu 110 V, 60 Hz. Determinați valoarea rezistorului de limitare a curentului de suprasarcină accidentală din acest circuit.

42. Proiectați un redresor dublă alternanță în care să folosiți un transformator de 18 V, cu priză mediană. Pulsațiile tensiunii de ieșire nu trebuie să depășească 5% din valoarea tensiunii de ieșire pe o rezistență de sarcină de 680 Ω. Pentru diode indicați I_O și $V_{R(V)}$ și alegeți diodele corespunzătoare din fig. 2-60.

43. Proiectați o sursă de alimentare cu filtrare care să furnizeze tensiunile continue de +9 V ± 10% și –9 V ± 10% la un curent maxim prin sarcină de 100 mA. Tensiunile vor fi selectate cu un comutator conectat la niște borne de ieșire. Pulsațiile nu trebuie să depășească 0,25 V ef.
44. Proiectați un circuit care să limiteze o tensiune sinusoidală de 20 V ef. la valoarea maximă pozitivă de 18 V și la valoarea maximă negativă de 10 V, folosind o singură sursă de tensiune continuă de 24 V.
45. Determinați tensiunea de la bornele condensatoarelor din circuitul prezentat în fig. 2-93.

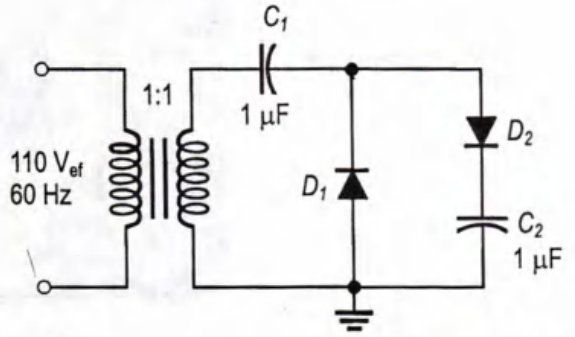


FIGURA 2-93

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 2-1

1. $V_{R(V)}$ pe diodă corespunde vârfului semnalului de intrare.
2. Prin sarcină circulă curent în aproximativ jumătate (50%) din perioada tensiunii de intrare.
3. Valoarea medie este 10 V / π = 3,18 V.
4. Valoarea de vârf a tensiunii de ieșire este 25 V – 0,7 V = 24,3 V.
5. $V_{R(V)}$ trebuie să fie de minimum 50 V.

Secțiunea 2-2

1. Tensiunea redresată dublă alternanță corespunde ambelor alternanțe dintr-o perioadă, iar frecvența sa este dublă față de cea de la intrare. Tensiunea redresată mono-alternanță corespunde unei singure alternanțe dintr-o perioadă, iar frecvența sa este egală cu cea de la intrare.
2. Valoarea medie este 2(60 V)/π = 38,12 V.
3. Redresorul în punte produce cea mai mare tensiune de ieșire.
4. Diodele care suportă 50 V trebuie folosite într-un redresor în punte.
5. Într-un redresor cu priză mediană sunt necesare diode care suportă $V_{R(V)}$ de minimum 90 V.

Secțiunea 2-3

1. Frecvența de ieșire este de 50 Hz.
2. Frecvența de ieșire este de 100 Hz.
3. Pulsațiile tensiunii apar din cauza încărcării și descărcării lente a condensatorului prin rezistorul de sarcină.

4. Amplitudinea pulsațiilor tensiunii crește la scăderea rezistenței de sarcină.
5. Factorul de ondulație este raportul dintre mărimea pulsațiilor tensiunii și tensiunea medie sau continuă.
6. Pulsațiile tensiunii de la ieșirea unui filtru *LC* sunt independente de mărimea rezistenței de sarcină. Tensiunea de ieșire a unui filtru *LC* este egală cu valoarea medie a tensiunii de intrare în filtru, și nu cu valoarea de vârf a acesteia.

Secțiunea 2-4

1. Limitatoarele taie sau îndepărtează porțiuni din forma de undă. Circuitele de axare adaugă o componentă continuă.
2. Limitatoarele de tensiune pozitivă taie semnalul la tensiuni pozitive. Limitatoarele de tensiune negativă taie semnalul la tensiuni negative.
3. Pe diodă cad 0,7 V.
4. Tensiunea de referință trebuie să fie de 5 V – 0,7 V = 4,3 V.
5. Condensatorul se comportă ca o baterie.

Secțiunea 2-5

1. Tensiunea de vârf trebuie să fie de 100 V.
2. $V_{R(V)}$ trebuie să fie de minimum 310 V.

Secțiunea 2-6

1. Cele trei categorii de date conținute de o foaie de catalog sunt: valorile limită absolute, caracteristicile electrice și caracteristicile mecanice.
2. V_F este tensiunea directă, I_R este curentul invers, iar I_O – valoarea de vârf a curentului direct mediu.
3. I_{FSM} este curentul direct maxim de suprasarcină accidentală, V_{RRM} este tensiunea maximă inversă repetitivă de vârf, iar V_{RSM} – tensiunea inversă de vârf maximă, nerepetitivă.
4. Dioda 1N4720 are I_O = 3 A, I_{FSM} = 300 A și V_{RRM} = 100 V.

Secțiunea 2-7

1. Întreruperea unei diode are ca efect absența tensiunii la ieșire.
2. Întreruperea unei diode are ca efect o tensiune de ieșire redresată mono-alternanță.
3. Dioda străpunsă se poate întrerupe. Transformatorul se va deteriora. Siguranța se va arde.
4. Amplitudinea ondulațiilor tensiunii crește în cazul în care condensatorul de filtrare prezintă scurgeri.
5. Dacă înfășurarea primară se întrerupe nu mai există tensiune la ieșire.
6. Cauza ar putea fi un scurtcircuit parțial în înfășurarea secundarului.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

2-1 3,82 V

2-2 **(a)** 2,3 V **(b)** 209,3 V

2-3 **(a)** 439,3 V **(b)** 440 V **(c)** alternanțele negative, nu cele pozitive

2-4 98,7 V

2-5 79,3 V inclusiv căderea de tensiune pe diodă

2-6 41,0 V; 41,7 V

2-7 103 mV

2-8 $V_{c.c.} = 31,6$ V; $V_{ond} = 0,96$ V

2-9 Vârf pozitiv de 8,72 V, limitat la –0,3 V

2-10 Limitare la +10,7 V și –10,7 V

2-11 Se alege R_3 de 1 kΩ sau R_2 de 2,2 kΩ

2-12 Aceeași formă de undă ca în fig. 2-53

2-13 Căutați un scurtcircuit fizic pe traseu sau diode străpunse în redresor.

CAPITOLUL 3

Diode de uz special

Conținutul capitolului

3-1 Diode Zener
3-2 Aplicații ale diodelor Zener
3-3 Diode varactor
3-4 Diode optice
3-5 Alte tipuri de diode
3-6 Depanare
3-7 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

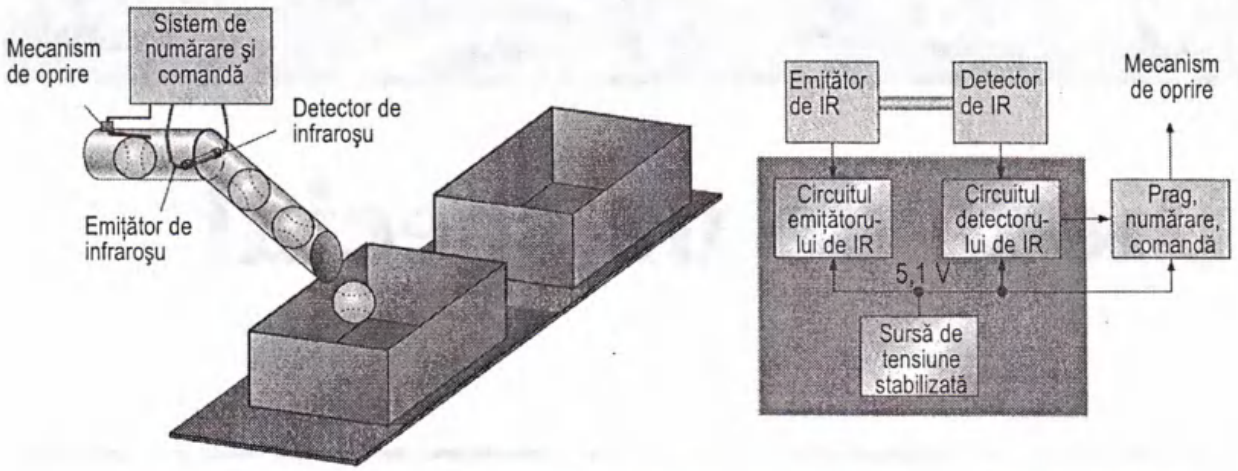
- Descrierea caracteristicilor diodei Zener și analizarea modului ei de funcționare
- Explicarea modului de utilizare a diodelor Zener în circuitele de stabilizare și de limitare a tensiunii și analizarea circuitelor cu diode Zener
- Descrierea caracteristicii de variație a capacității la varactoare și analizarea modului lor de funcționare într-un circuit tipic
- Prezentarea funcționării și a caracteristicilor diodelor luminescente (LED-uri) și fotodiodelor
- Prezentarea caracteristicilor fundamentale ale diodelor stabilizatoare de curent, Schottky, *pin*, ultra-rapide, tunel și laser
- Depanarea stabilizatoarelor cu diode Zener

Introducere

Capitolul 2 a fost dedicat diodelor de uz general și redresoare, adică tipurilor folosite cel mai frecvent. În acest capitol vom discuta despre alte câteva tipuri de diode, concepute special pentru anumite aplicații, acestea fiind: diode Zener, varactoare (diode cu capacitate variabilă), diode luminescente, fotodiode, diode stabilizatoare de curent, Schottky, tunel, *pin*, ultrarapide și laser.

Aplicația practică

Vi s-a cerut să analizați și să testați noul aparat destinat numărării și verificării materialelor pentru ambalare în vederea transportului, pe care îl produce firma la care lucrați. Prototipul urmează a fi instalat într-o fabrică de materiale sportive, pentru a supraveghea ambalarea mingilor de tenis pentru transport. Prima etapă în vederea îndeplinirii sarcinii primite este să învățați cât mai mult despre diversele tipuri de diode de uz special. Apoi vă veți folosi noile cunoștințe la aplicația practică din secțiunea 3-7.



3-1 DIODE ZENER

Principala utilizare a diodelor Zener este stabilizarea tensiunii în sursele de alimentare cu c.c. În secţiunea de faţă se prezintă modul în care dioda Zener menţine tensiunea continuă la o valoare aproape constantă, în anumite condiţii de funcţionare. Veţi învăţa care sunt condiţiile şi domeniul de utilizare corectă a diodelor Zener, precum şi factorii care le influenţează performanţele.

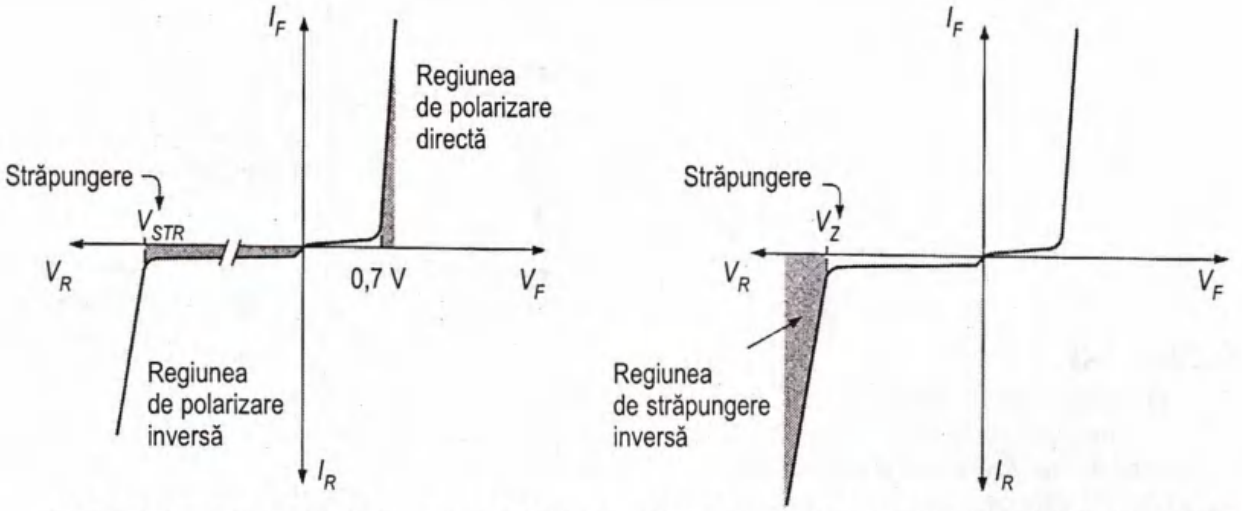
După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să descrieţi caracteristicile diodei Zener şi să analizaţi funcţionarea ei

- Să recunoaşteţi simbolul diodei Zener
- Să explicaţi ce sunt străpungerea în avalanşă şi străpungerea prin efect Zener
- Să analizaţi graficul caracteristicii (I–V) aferente diodei Zener
- Să explicaţi circuitul echivalent al diodei Zener
- Să definiţi coeficientul de temperatură şi să-l luaţi în consideraţie la analizarea caracteristicii
- Să prezentaţi fenomenul de disipare a puterii în dioda Zener şi să-l luaţi în consideraţie la calcularea parametrilor
- Să interpretaţi datele dintr-o foaie de catalog pentru diode Zener

Simbolul diodei Zener este prezentat în fig. 3-1. **Dioda Zener** este un dispozitiv cu joncţiune *pn* de siliciu, deosebindu-se de diodele redresoare prin faptul că *este conceput astfel încât să funcţioneze în regiunea de străpungere inversă*. Tensiunea de străpungere a diodei Zener se stabileşte prin reglarea foarte atentă a nivelului de dopare, în procesul de fabricaţie. Amintiţi-vă că în capitolul 1, când am prezentat graficul caracteristicii diodei, am menţionat că în regiunea de străpungere inversă tensiunea pe diodă rămâne aproape constantă, deşi curentul variază substanţial. Caracteristica tensiune-curent este reluată în fig. 3-2, regiunile de funcţionare normală pentru dioda redresoare şi dioda Zener fiind haşurate. O diodă Zener polarizată direct se comportă ca o diodă redresoare.

FIGURA 3-1
Simbolul diodei Zener.



(a) Zonele haşurate sunt regiunile de funcţionare normală pentru diodele redresoare.

(b) Zona haşurată este regiunea de funcţionare normală pentru diodele Zener.

FIGURA 3-2

Caracteristica V-I pentru diode, în general.

Străpungerea prin efect Zener

Diodele Zener sunt concepute pentru a funcţiona în străpungere inversă. Cele două tipuri de străpungere inversă care au loc într-o diodă Zener sunt *străpungerea în avalanşă* şi *efectul Zener*. Străpungerea în avalanşă, prezentată în capitolul 1, are loc atât la diodele redresoare, cât şi la diodele Zener la o tensiune inversă destul de mare. **Străpungerea prin efectul Zener** se produce în diodele Zener la tensiuni inverse mici. Diodele Zener sunt puternic dopate pentru a li se reduce tensiunea de străpungere. Din această cauză, regiunea golită este foarte îngustă. În consecinţă, câmpul electric generat aici este foarte puternic. La tensiunea de străpungere prin efect Zener (V_Z), câmpul este suficient de intens pentru a atrage electronii din banda de valenţă, creând un curent.

Diodele Zener cu tensiuni de străpungere sub aproximativ 5 V funcţionează predominant în regim de străpungere Zener. Cele cu tensiuni de străpungere peste aproximativ 5 V funcţionează predominant în regim de **străpungere în avalanşă**. Totuşi, ambele tipuri se numesc *diode Zener*. În comerţ se găsesc diode Zener cu tensiuni de străpungere între 1,8 V şi 200 V, cu toleranţe între 1% şi 20 %.

Caracteristicile de străpungere

Figura 3-3 prezintă porţiunea de conducţie inversă a graficului caracteristicii unei diode Zener. Observaţi că pe măsură ce tensiunea inversă (V_R) creşte, curentul invers (I_R) rămâne extrem de mic până în zona de curbură a graficului. Curentul invers se mai numeşte curent Zener (I_Z). De la curbură începe să se manifeste fenomenul de străpungere; rezistenţa internă de efect Zener, numită şi impedanţă Zener (Z_Z), începe să scadă o dată cu creşterea rapidă a curentului invers. De la partea inferioară a curburii, tensiunea de străpungere prin efect Zener (V_Z) rămâne practic constantă, deşi mai creşte puţin la creşterea curentului Zener, I_Z.

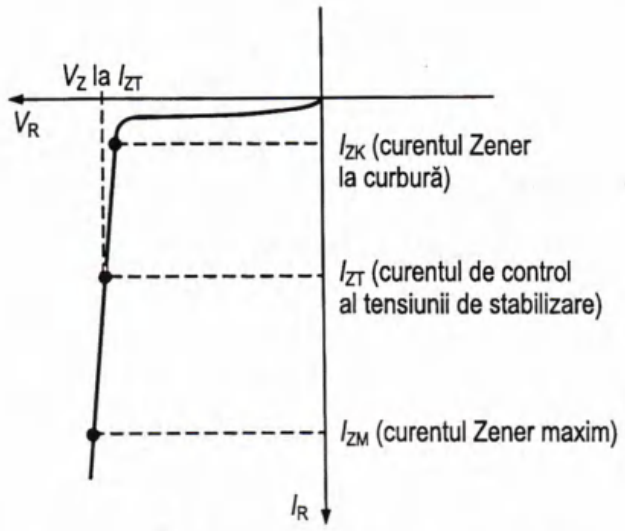


FIGURA 3-3

Caracteristica inversă a diodei Zener. V_Z este dată, de obicei, la curentul de control al tensiunii de stabilizare, I_{ZT}, şi este notată V_{ZT} în foile de catalog.

Stabilizarea prin efect Zener Principala caracteristică a diodei Zener este proprietatea de a păstra pe ea o cădere de tensiune practic constantă. O diodă Zener ce funcționează în regim de străpungere se comportă ca un stabilizator de tensiune deoarece își menține la borne o cădere de tensiune aproape constantă pentru o plajă dată de valori ale curentului invers.

Menținerea diodei în regim de străpungere, pentru a putea funcționa ca stabilizator de tensiune, se face prin asigurarea unui curent invers minim, I_{ZK}. Pe graficul din fig. 3-3 se observă că atunci când curentul invers scade sub zona de curbură, tensiunea descreşte rapid și dioda nu mai poate lucra ca stabilizator. De asemenea, există o valoare maximă a curentului, I_{ZM}, a cărei depășire poate duce la distrugerea diodei din cauza puterii disipate în exces. Deci, în principiu, dioda Zener menține la bornele sale o tensiune aproximativ constantă dacă este străbătută de un curent invers având valori cuprinse în intervalul I_{ZK}... I_{ZM}. De multe ori, în foile de catalog este menționată tensiunea nominală de stabilizare (tensiunea nominală Zener), V_{ZT}, care corespunde unui curent invers numit curent de control al tensiunii stabilizate, I_{ZT}.

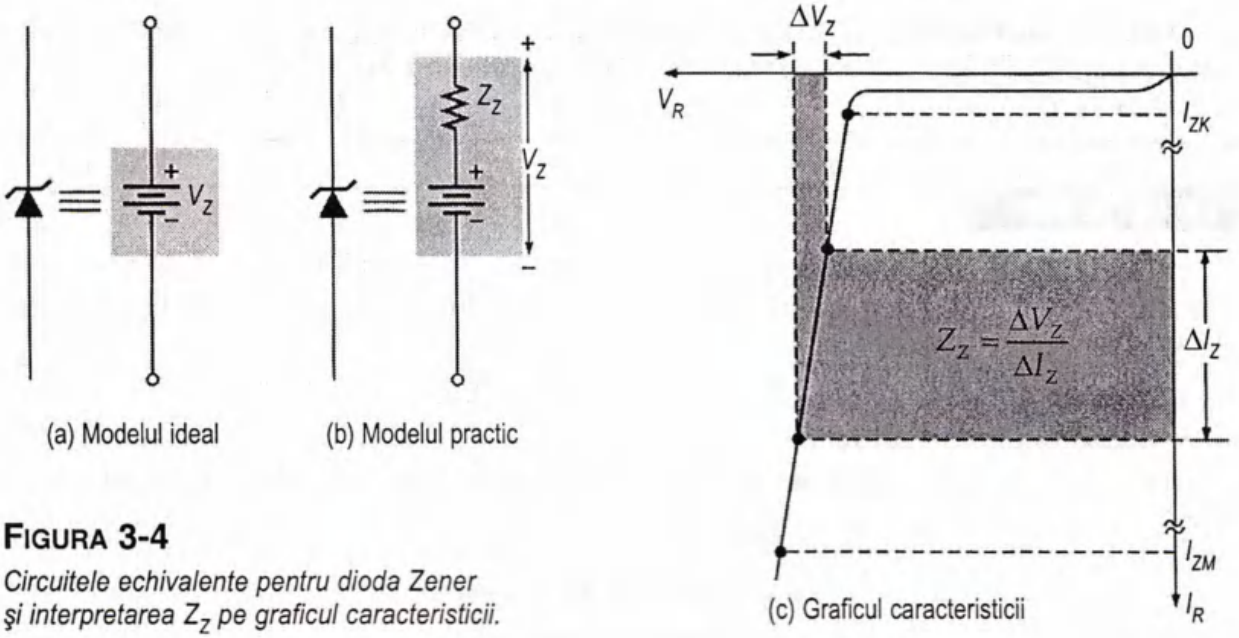
Circuitul echivalent al diodei Zener

Figura 3-4(a) prezintă modelul ideal al diodei Zener în regim de străpungere inversă. Acesta include o cădere de tensiune constantă, egală cu tensiunea nominală de stabilizare. Căderea de tensiune constantă este asimilată unei surse de tensiune continuă, cu toate că dioda Zener nu este, în realitate, o sursă activă (nu generează energie electrică). Sursa echivalentă de tensiune continuă arată doar că în regim de străpungere inversă la bornele diodei se menține o tensiune constantă.

Figura 3-4(b) prezintă modelul practic al diodei Zener, care include și impedanța dinamică (impedanța Zener), Z_Z. Graficul tensiunii nu coboară, în realitate, perfect vertical, ceea ce înseamnă că o variație a curentului Zener, ΔI_Z, are ca efect o mică variație a tensiunii de stabilizare (tensiune Zener), ΔV_Z, ca în fig. 3-4(c). Conform legii lui Ohm, impedanța este raportul dintre ΔV_Z și ΔI_Z, având expresia:

$$Z_Z = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z} \qquad (3\text{-}1)$$

De obicei, valoarea Z_Z corespunde curentului I_{ZT} – curentul de control al tensiunii de stabilizare – și este notată Z_{ZT}. În majoritatea cazurilor puteți considera că Z_Z este constantă și pur rezistivă în tot domeniul de liniaritate al curentului Zener.



(a) Modelul ideal (b) Modelul practic (c) Graficul caracteristicii

FIGURA 3-4

Circuitele echivalente pentru dioda Zener și interpretarea Z_Z pe graficul caracteristicii.

EXEMPLUL 3-1

O diodă Zener prezintă o anumită variație a V_Z corespunzătoare unei variații a I_Z pe porțiunea liniară a caracteristicii, între I_{ZK} și I_{ZM}, ca în fig. 3-5. Ce valoare are impedanța dinamică?

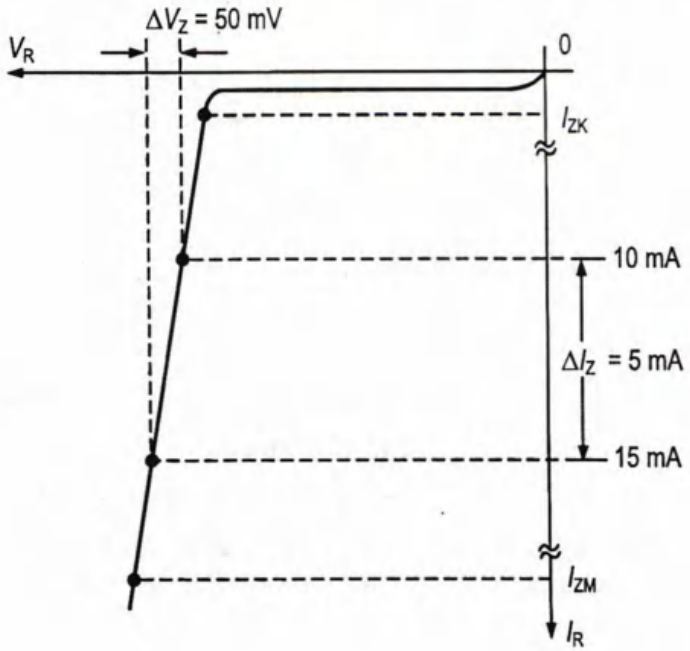


FIGURA 3-5

Rezolvare

$$Z_Z = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z} = \frac{50 \text{ mV}}{5 \text{ mA}} = \mathbf{10\ \Omega}$$

Exercițiu complementar Calculați impedanța dinamică dacă tensiunea de stabilizare variază cu 100 mV pentru o variație de 20 mA a curentului Zener pe porțiunea liniară a caracteristicii.

EXEMPLUL 3-2

O diodă Zener are Z_{ZT} de 5 Ω. În foaia de catalog, V_{ZT} = 6,8 V la I_{ZT} = 20 mA, I_{ZK} = 1 mA și I_{ZM} = 50 mA. Care este căderea de tensiune între terminalele diodei la un curent de 30 mA? Dar la 10 mA?

Rezolvare

Dioda Zener este reprezentată în fig. 3-6.

Pentru I_Z = 30 mA: Valoarea de 30 mA este cu 10 mA mai mare decât I_{ZT} = 20 mA.

$$\Delta I_Z = I_Z - I_{ZT} = +10 \text{ mA}$$

$$\Delta V_Z = \Delta I_Z Z_{ZT} = (10 \text{ mA})(5\ \Omega) = +50 \text{ mV}$$

Variația în tensiune datorată creșterii curentului peste valoarea I_{ZT} produce o creștere a căderii de tensiune pe diodă. Tensiunea Zener pentru I_Z = 30 mA este:

$$V_Z = 6{,}8 \text{ V} + \Delta V_Z = 6{,}8 \text{ V} + 50 \text{ mV} = \mathbf{6{,}85\ V}$$

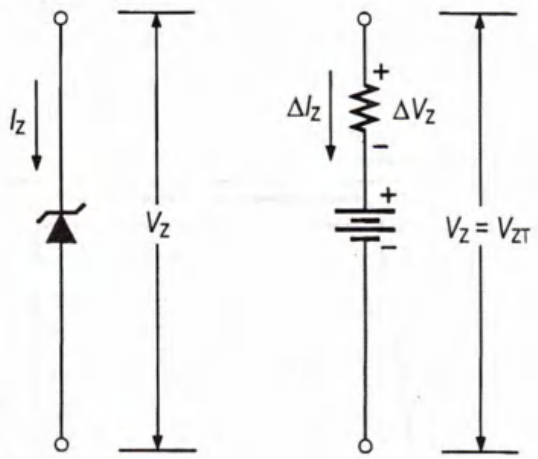


FIGURA 3-6

Pentru I_Z = 10 mA: Valoarea de 10 mA este cu 10 mA mai mică decât I_{ZT} = 20 mA.

$$\Delta I_Z = -10 \text{ mA}$$

$$\Delta V_Z = \Delta I_Z V_{ZT} = (-10 \text{ mA})(5\ \Omega) = -50 \text{ mV}$$

Variația în tensiune datorată scăderii curentului sub valoarea I_{ZT} produce o micșorare a căderii de tensiune pe diodă. Tensiunea de stabilizare pentru I_Z = 10 mA este:

$$V_Z = 6{,}8 \text{ V} - \Delta V_Z = 6{,}8 \text{ V} - 50 \text{ mV} = \mathbf{6{,}75\ V}$$

Exercițiu complementar Reluați analiza pentru un curent de 20 mA, apoi pentru unul de 80 mA, folosind o diodă Zener cu V_{ZT} = 12 V la I_{ZT} = 50 mA, I_{ZK} = 0,5 mA, I_{ZM} = 100 mA și Z_{ZT} = 20 Ω.

Coeficientul de temperatură

Coeficientul de temperatură indică variația procentuală a tensiunii de stabilizare pentru o variație cu 1°C a temperaturii. De exemplu, o diodă Zener de 12 V cu un coeficient de temperatură pozitiv de 0,01%/°C va prezenta o creștere cu 1,2 mV a valorii V_Z când temperatura joncțiunii crește cu 1°C. Formula cu care se calculează variația tensiunii de stabilizare pentru o variație dată a temperaturii joncțiunii și un anumit coeficient de temperatură este următoarea:

$$\Delta V_Z = V_Z \times CT \times \Delta T \tag{3-2}$$

unde V_Z este tensiunea nominală de stabilizare la 25°C, CT este coeficientul de temperatură și ΔT este variația de temperatură. Un coeficient de temperatură pozitiv înseamnă că tensiunea de stabilizare crește la creșterea temperaturii și scade la scăderea temperaturii. Un coeficient de temperatură negativ înseamnă că tensiunea de stabilizare scade la creșterea temperaturii și crește la scăderea temperaturii.

Uneori, coeficientul de temperatură este exprimat în mV/°C, nu în %/°C. În acest caz, ΔV_Z se calculează cu formula:

$$\Delta V_Z = CT \times \Delta T \tag{3-3}$$

EXEMPLUL 3-3

O diodă Zener de 8,2 V (8,2 V la 25°C) are un coeficient de temperatură pozitiv de 0,05%/°C. Care este tensiunea de stabilizare la 60°C?

Rezolvare

Variația tensiunii de stabilizare este:

$$\Delta V_Z = V_Z \times CT \times \Delta T = (8{,}2\text{ V})(0{,}05\%/°\text{C})(60°\text{C} - 25°\text{C}) =$$
$$= (8{,}2\text{ V})(0{,}0005/°\text{C})(35°\text{C}) = 144\text{ mV}$$

Tensiunea de stabilizare la 60°C este:

$$V_Z + \Delta V_Z = 8{,}2\text{ V} + 144\text{ mV} = \mathbf{8{,}34\text{ V}}$$

Exercițiu complementar O diodă Zener de 12 V are un coeficient de temperatură pozitiv de 0,075%/°C. Cu cât variază tensiunea de stabilizare când temperatura joncțiunii scade cu 50°C?

Puterea disipată pe dioda Zener și corectarea ei în funcție de temperatură

Diodele Zener au domeniul de funcționare limitat, printre altele, de puterea maximă, prin valoarea numită putere de c.c. disipată maximă, $P_{D(max)}$. De exemplu, dioda Zener 1N746 are $P_{D(max)}$ de 500 mW, iar 1N3305A are $P_{D(max)}$ de 50 W. Puterea de c.c. disipată se determină cu formula:

$$P_D = V_Z I_Z$$

Corectarea valorii de catalog a puterii disipate maxime în funcție de temperatură Puterea disipată maximă pe o diodă Zener este dată, de obicei, în cataloage pentru o gamă de temperaturi limitată superior de o anumită valoare (50°C, de exemplu). Dacă dioda funcționează la temperaturi ce depășesc această valoare, puterea maximă disipată luată în calcule trebuie corectată cu un anumit coeficient. Acesta se exprimă în mW/°C. Valoarea corectată a puterii maxime se poate determina din formula:

$$P_{D(\text{corectată})} = P_{D(\text{max})} - (\text{mW/°C})\Delta T \tag{3-4}$$

EXEMPLUL 3-4

O diodă Zener are valoarea limită absolută a puterii maxime de 400 mW la 50°C și un coeficient de corecție a acesteia de 3,2 mW/°C. Determinați puterea maximă pe care o poate disipa dioda la 90°C.

Rezolvare

$$P_{D(\text{corectată})} = P_{D(\text{max})} - (\text{mW/°C})\Delta T$$
$$= 400\ \text{mW} - (3{,}2\ \text{mW/°C})(90°\text{C} - 50°\text{C}) =$$
$$= 400\ \text{mW} - 128\ \text{mW} = \mathbf{272\ mW}$$

Exercițiu complementar Unei diode Zener de 50 W trebuie să i se aplice o corecție a valorii limită absolute a puterii disipate cu un coeficient de 0,5 W/°C, la temperaturi de peste 75°C. Determinați puterea maximă pe care o poate disipa dioda la 160°C.

Date de catalog pentru diode Zener

Numărul și tipul datelor de catalog pentru diodele Zener (ca și pentru orice altă categorie de dispozitive electronice) diferă de la un tip de diodă la altul. Foile de catalog referitoare la unele tipuri de diode conțin mai multe date decât cele ce se referă la altele. Figura 3-7 constituie un exemplu de date pe care știți să le interpretați acum și care se găsesc într-o foaie de catalog obișnuită, acestea nefiind însă complete. În exemplul de față se prezintă datele de catalog pentru o serie de diode Zener larg utilizată, și anume 1N4728 – 1N4764.

Caracteristicile electrice sunt prezentate în tabelul din fig. 3-7(a), în prima coloană fiind înscris tipul diodelor Zener. Acest mod de prezentare este utilizat în majoritatea cataloagelor de dispozitive electronice.

Tensiunea Zener (de stabilizare) Pentru fiecare tip de diodă, în coloana a doua apare tensiunea nominală Zener, V_Z, dată pentru valoarea I_{ZT} a curentului de control al tensiunii de stabilizare. Valoarea nominală V_Z variază în funcție de toleranță. De exemplu, 1N4738 are V_Z nominală de 8,2 V. Pentru o toleranță de 10%, această valoare poate varia între 7,38 V și 9,02 V.

Curentul de control al tensiunii de stabilizare Valoarea I_{ZT}, în mA, a curentului corespunzător tensiunii nominale Zener date apare în a treia coloană a tabelului din fig. 3-7(a).

Impedanța Zener Z_{ZT} este valoarea, în ohmi, a impedanței dinamice corespunzătoare curentului de control al tensiunii de stabilizare. Valoarea Z_{ZT} pentru fiecare tip de diodă este dată în coloana a patra. Cuvântul *dinamică* înseamnă că se

măsoară în regim variabil, adică exprimă *variația* tensiunii pentru o anumită *variație* a curentului ($Z_{ZT} = \Delta V_Z/\Delta I_Z$). Nu puteți afla valoarea Z_{ZT} folosind în calcule V_Z și I_{ZT}; acestea sunt valori de regim continuu. În tabel se găsește și Z_{ZK}, impedanța corespunzătoare curentului minim Zener, I_{ZK}, din zona de curbură a graficului.

Curentul rezidual invers Valorile curentului rezidual sunt date în a cincea coloană a tabelului. Curentul rezidual este curentul care circulă printr-o diodă Zener polarizată invers, valoarea tensiunii inverse fiind mai mică decât cea din zona de curbură a graficului caracteristicii. Observați că aceste valori sunt extrem de mici, ca și în cazul diodelor redresoare.

Curentul Zener maxim Valoarea maximă a curentului continuu, I_{ZM}, nu apare în foaia de catalog prezentată aici. O amintim totuși pentru că este posibil să o întâlniți în unele cataloage. Valoarea I_{ZM} este dată ținându-se cont de limita de putere, de tensiunea de stabilizare la I_{ZM} și de toleranța acesteia. I_{ZM} se poate afla cu aproximație luând în calcul puterea disipată maximă, $P_{D(max)}$, și V_Z la I_{ZT}, astfel:

$$I_{ZM} = \frac{P_{D(max)}}{V_Z} \tag{3-5}$$

Informații grafice Unele foi de catalog, dar nu toate, oferă anumite informații sub formă de diagrame. Figura 3-7 conține și câteva diagrame ce prezintă informații referitoare la parametrii discutați în această secțiune.

Corectarea valorii maxime de catalog pentru putere Figura 3-7(b) prezintă curba după care trebuie corectată limita maximă a puterii disipate luată în calcule, aferentă seriei de diode Zener menționate. Observați că diodele funcționează normal la o putere maximă disipată de 1 W, la temperaturi de până la 50°C. Peste această temperatură, valoarea puterii maxime trebuie redusă liniar, ca în figură. De exemplu, la 140°C, limita de putere este de aproximativ 400mW.

Coeficienții de temperatură Figura 3-7(c) prezintă dependența coeficientului de temperatură, în mV/°C, de tensiunea de stabilizare, pentru tensiuni de stabilizare de până la 12 V. Cele două curbe delimitează plaja coeficientului de temperatură. De exemplu, o diodă Zener de 6 V prezintă un coeficient de temperatură care poate lua valori în domeniul 1,5 mV/°C ... 3 mV/°C, cu aproximație.

Dependența impedanței dinamice de curentul Zener Figura 3-7(d) prezintă modul în care impedanța dinamică, Z_Z, variază în funcție de curent, pentru valorile date ale tensiunii de stabilizare nominale: 2,7 V, 6,2 V, 27 V și 47 V. Remarcați că Z_Z scade la creșterea curentului.

SECȚIUNEA 3-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În ce regiune a graficului caracteristicii funcționează diodele Zener?
2. Pentru ce valoare a curentului Zener se specifică, în mod normal, tensiunea de stabilizare?
3. Cum influențează impedanța Zener căderea de tensiune la bornele dispozitivului?
4. O diodă are $V_Z = 10$ V la $I_{ZT} = 30$ mA. Dacă $Z_Z = 8\ \Omega$, care este căderea de tensiune la borne la $I_Z = 50$ mA?
5. Ce semnificație are un coeficient de temperatură pozitiv de 0,05%/°C?
6. Explicați cum se corectează valoarea maximă de catalog pentru putere.

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Puterea de c.c. disipată la $T_A = 50°C$	P_D	1,0	Watt
Corectare peste 50°C cu		6,67	mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare a joncțiunii	T_J, T_{stg}	–65 ...+200	°C

Caracteristici electrice ($T_A = 25°C$ în lipsa altei mențiuni) $V_F = 1,2$ V max, $I_F = 200$ mA pentru toate tipurile

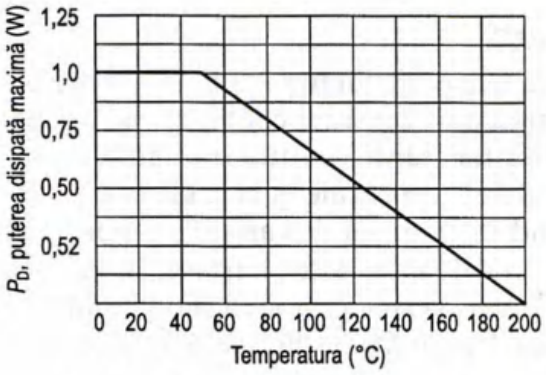
Tip JEDEC Nr. (Nota 1)	Tensiunea nominală Zener V_Z la I_{ZT} (Volți)	Curentul de control al tensiunii de stabilizare I_{ZT} (mA)	Impedanța Zener maximă			Curentul rezidual	
			Z_{ZT} la I_{ZT} (Ohmi)	Z_{ZK} la I_{ZK} (Ohmi)	I_{ZK} (mA)	I_R Max (μA)	V_R (Volți)
1N4728	3,3	76	10	400	1,0	100	1,0
1N4729	3,6	69	10	400	1,0	100	1,0
1N4730	3,9	64	9,0	400	1,0	50	1,0
1N4731	4,3	58	9,0	400	1,0	10	1,0
1N4732	4,7	53	8,0	500	1,0	10	1,0
1N4733	5,1	49	7,0	550	1,0	10	1,0
1N4734	5,6	45	5,0	600	1,0	10	2,0
1N4735	6,2	41	2,0	700	1,0	10	3,0
1N4736	6,8	37	3,5	700	1,0	10	4,0
1N4737	7,5	34	4,0	700	0,5	10	5,0
1N4738	8,2	31	4,5	700	0,5	10	6,0
1N4739	9,1	28	5,0	700	0,5	10	7,0
1N4740	10	25	7,0	700	0,25	10	7,6
1N4741	11	23	8,0	700	0,25	5,0	8,4
1N4742	12	21	9,0	700	0,25	5,0	9,1
1N4743	13	19	10	700	0,25	5,0	9,9
1N4744	15	17	14	700	0,25	5,0	11,4
1N4745	16	15,5	16	700	0,25	5,0	12,2
1N4746	18	14	20	750	0,25	5,0	13,7
1N4747	20	12,5	22	750	0,25	5,0	15,2
1N4748	22	11,5	23	750	0,25	5,0	16,7
1N4749	24	10,5	25	750	0,25	5,0	18,2
1N4750	27	9,5	35	750	0,25	5,0	20,6
1N4751	30	8,5	40	1000	0,25	5,0	22,8
1N4752	33	7,5	45	1000	0,25	5,0	25,1
1N4753	36	7,0	50	1000	0,25	5,0	27,4
1N4754	39	6,5	60	1000	0,25	5,0	29,7
1N4755	43	6,0	70	1500	0,25	5,0	32,7
1N4756	47	5,5	80	1500	0,25	5,0	35,8
1N4757	51	5,0	95	1500	0,25	5,0	38,8
1N4758	56	4,5	110	2000	0,25	5,0	42,6
1N4759	62	4,0	125	2000	0,25	5,0	47,1
1N4760	68	3,7	150	2000	0,25	5,0	51,7
1N4761	75	3,3	175	2000	0,25	5,0	56,0
1N4762	82	3,0	200	3000	0,25	5,0	62,2
1N4763	91	2,8	250	3000	0,25	5,0	69,2
1N4764	100	2,5	350	3000	0,25	5,0	76,0

NOTA 1 – Toleranța și denumirea diodelor. Codurile JEDEC pentru tipurile de diode din tabel desemnează o toleranță standard de ±10% la tensiunea de stabilizare nominală. Unele diode sunt disponibile și cu toleranța standard de ±5%, acestea codul numeric urmat de „A". „C" pentru ±2,0%, „D" pentru ±1,0%

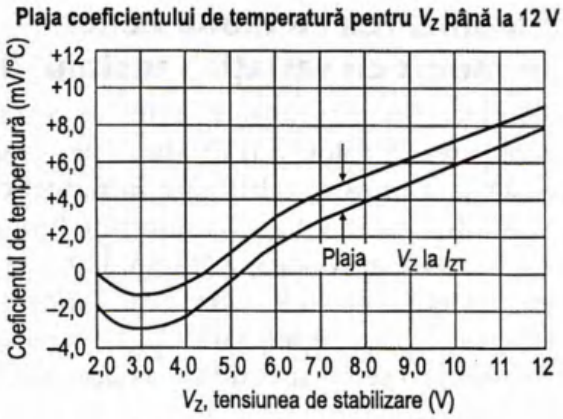
(a) Caracteristicile electrice

FIGURA 3-7

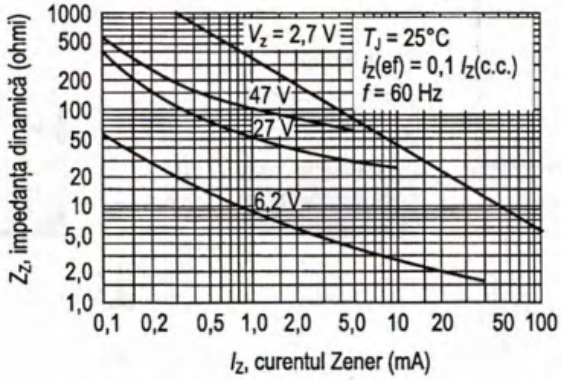
Fragment de foaie de catalog pentru seria de diode Zener de 1 W 1N4728 – 1N4764.



(b) Corectarea puterii disipate maxime



(c) Coeficientul de temperatură



(d) Dependența impedanței dinamice de curentul Zener

FIGURA 3-7 *Continuare.*

3-2 APLICAȚII ALE DIODEI ZENER

Diodele Zener sunt utilizate adesea ca stabilizatoare de tensiune în sursele de alimentare cu c.c. În această secțiune va fi prezentat principiul stabilizării de tensiune și vom studia două moduri de stabilizare – în raport cu variația tensiunii de intrare și în raport cu variația sarcinii. De asemenea, vom arăta cum pot intra diodele Zener în alcătuirea unor circuite simple de limitare sau tăiere.

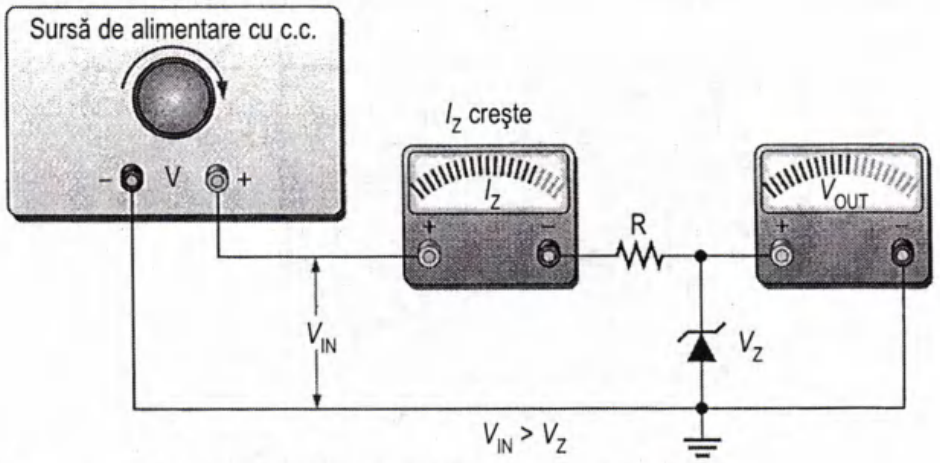
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați cum se utilizează diodele Zener la stabilizarea și limitarea tensiunii și să analizați circuite ce le includ

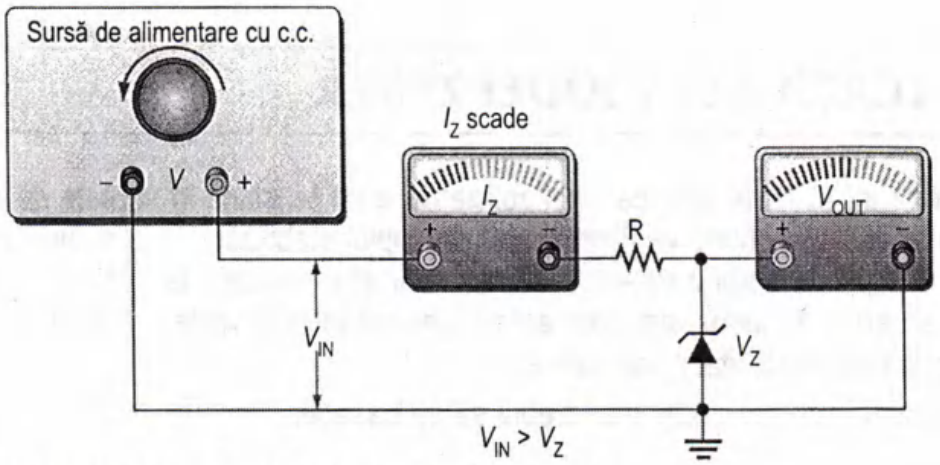
- ▶ Să explicați stabilizarea tensiunii în raport cu variația tensiunii de intrare
- ▶ Să explicați stabilizarea tensiunii în raport cu variația sarcinii
- ▶ Să analizați cele două tipuri de stabilizatoare cu diode Zener amintite mai sus
- ▶ Să definiți stabilizarea procentuală ca măsură a eficienței stabilizării tensiunii
- ▶ Să analizați circuitele limitatoare de semnal cu diode Zener

Stabilizarea cu diodă Zener în raport cu variația tensiunii de intrare

Diodele Zener sunt mult utilizate la stabilizarea tensiunii. Figura 3-8 prezintă modul în care poate fi folosită o diodă Zener la stabilizarea unei tensiuni continue ce variază. Aceasta se numește **stabilizare în raport cu variația tensiunii de intrare***. Când tensiunea de intrare variază (între anumite limite), dioda Zener menține la bornele sale o tensiune de ieșire aproape constantă. În orice caz, când V_{IN} variază, I_Z variază proporțional cu ea, astfel că limitele între care variază tensiunea de intrare sunt impuse de valorile inferioară (I_{ZK}) și superioară (I_{ZM}) ale curentului la care poate funcționa dioda Zener. R este rezistorul serie de limitare a curentului. Multimetrul digital indică valorile și tendințele relative.



(a) La creşterea tensiunii de intrare, tensiunea de ieşire rămâne constantă ($I_{ZK} < I_Z < I_{ZM}$).



(b) La scăderea tensiunii de intrare, tensiunea de ieşire rămâne constantă ($I_{ZK} < I_Z < I_{ZM}$).

FIGURA 3-8

Stabilizarea cu diodă Zener în raport cu variația tensiunii de intrare.

* În limba engleză, *line regulation*. (n.t.)

De exemplu, să presupunem că dioda Zener 1N4740, de 10 V, din fig. 3-9, poate stabiliza tensiunea în plaja de valori ale curentului Zener cuprinsă între I_{ZK} = 0,25 mA și I_{ZM} = 100 mA ($I_{ZM} = P_{D(max)}/V_Z$ = 1 W/10 V = 100 mA). La curentul Zener minim, căderea de tensiune pe rezistorul de 220 Ω este:

$$V_R = I_{ZK}R = (0{,}25 \text{ mA})(220\ \Omega) = 55 \text{ mV}$$

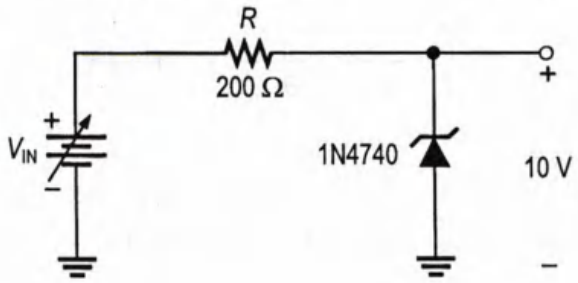


FIGURA 3-9

Întrucât $V_R = V_{IN} - V_Z$,

$$V_{IN(min)} \cong V_R + V_Z = 55 \text{ mV} + 10 \text{ V} = 10{,}055 \text{ V}$$

La curentul Zener maxim, căderea de tensiune pe rezistorul de 220 Ω este:

$$V_R = I_{ZM}R = (100 \text{ mA})(220\ \Omega) = 22 \text{ V}$$

Prin urmare,

$$V_{IN(max)} \cong 22 \text{ V} + 10 \text{ V} = 32 \text{ V}$$

Aceasta demonstrează că dioda Zener poate stabiliza o tensiune de intrare ce variază în limitele 10,055 V ... 32 V, menținând la ieșire o tensiune de aproximativ 10 V. Tensiunea de ieșire va prezenta totuși mici variații datorate impedanței Zener, de care nu am ținut seama în calculele de față.

EXEMPLUL 3-5

Determinați limitele inferioară și superioară ale tensiunii de intrare ce poate fi stabilizată cu dioda Zener din fig. 3-10.

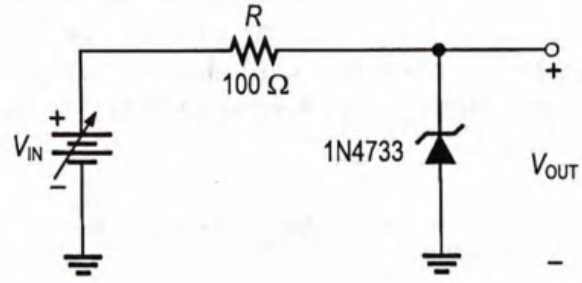


FIGURA 3-10

Rezolvare

Consultând foaia de catalog din fig. 3-7 obținem următoarele date referitoare la dioda 1N4733: V_Z = 5,1 V la I_{ZT} = 49 mA, I_{ZK} = 1 mA și Z_Z = 7 Ω la I_{ZT}. Pentru simplificare vom presupune că Z_Z își păstrează aceeași valoare în toată plaja de valori a curentului. Circuitul echivalent este cel din fig. 3-11. La I_{ZK} = 1 mA, tensiunea de ieșire este:

$$V_{OUT} \cong 5{,}1 \text{ V} - \Delta V_Z = 5{,}1 \text{ V} - (I_{ZT} - I_{ZK})Z_Z =$$

$$= 5{,}1 \text{ V} - (48 \text{ mA})(7\ \Omega) = 5{,}1 - 0{,}336 \text{ V} = 4{,}76 \text{ V}$$

Prin urmare,

$$V_{IN(min)} = I_{ZK}R + V_{OUT} = (1\text{ mA})(100\ \Omega) + 4{,}76\text{ V} = \mathbf{4{,}86\text{ V}}$$

Pentru a afla tensiunea de intrare maximă se calculează întâi curentul Zener maxim. Să presupunem că temperatura este de cel mult 50°C, deci, conform diagramei din fig. 3-7(b), puterea disipată este de 1 W.

$$I_{ZM} = \frac{P_{D(max)}}{V_Z} = \frac{1\text{ W}}{5{,}1\text{ V}} = 196\text{ mA}$$

La I_{ZM}, tensiunea de ieșire este:

$$V_{OUT} \cong 5{,}1\text{ V} + \Delta V_Z = 5{,}1\text{ V} + (I_{ZM} - I_{ZT})Z_Z =$$
$$= 5{,}1\text{ V} + (147\text{ mA})(7\ \Omega) = 5{,}1 + 1{,}03\text{ V} = 6{,}13\text{ V}$$

Prin urmare,

$$V_{IN(min)} = I_{ZM}R + V_{OUT} = (196\text{ mA})(100\ \Omega) + 6{,}13\text{ V} = \mathbf{25{,}7\text{ V}}$$

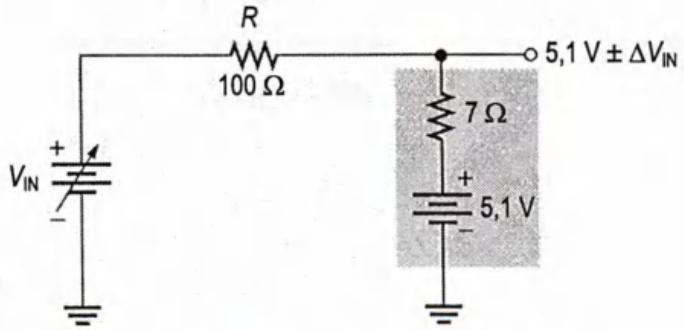


FIGURA 3-11
Schema echivalentă a circuitului din fig. 3-10.

Exercițiu complementar Determinați limitele inferioară și superioară ale tensiunii de intrare ce poate fi stabilizată în circuitul din fig. 3-10, dacă folosim o diodă Zener 1N4736.

Stabilizarea cu diodă Zener în raport cu variația sarcinii

Figura 3-12 prezintă un stabilizator cu diodă Zener la ale cărui borne de ieșire este cconectat un rezistor de sarcină cu rezistență variabilă. Dioda Zener menține o cădere de tensiune relativ constantă pe R_S atâta timp cât valoarea curentului Zener este cuprinsă între I_{ZK} și I_{ZM}. Aceasta este o **stabilizare a tensiunii în raport cu variația sarcinii***.

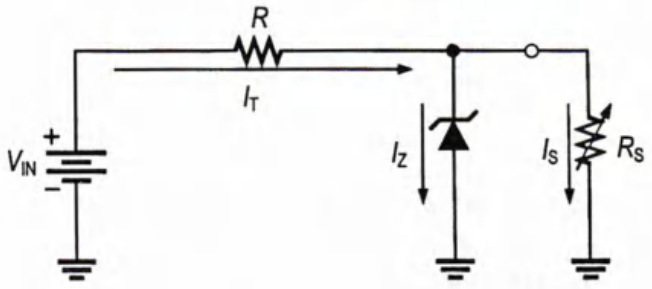


FIGURA 3-12
Stabilizarea cu diodă Zener în raport cu variația sarcinii.

* În limba engleză, *load regulation*. (n.t)

Sarcină minimă și sarcină infinită

Când bornele de ieșire ale stabilizatorului cu diodă Zener sunt în gol ($R_S = \infty$), curentul prin sarcină este zero, deci *tot* curentul parcurge dioda Zener. Dacă se conectează un rezistor de sarcină (R_S), o parte a curentului va străbate dioda Zener, iar cealaltă parte, rezistorul R_S. Când R_S scade, curentul prin sarcină, I_S, crește și I_Z scade. Dioda Zener continuă să mențină aceeași tensiune până când I_Z atinge valoarea minimă I_{ZK}. Atunci, curentul prin sarcină este maxim. Curentul total prin R rămâne practic constant. Exemplul următor ilustrează cele prezentate până acum.

EXEMPLUL 3-6

Determinați valorile minimă și maximă ale curentului prin sarcină pentru care dioda Zener din fig. 3-13 continuă să stabilizeze. Care este valoarea minimă posibilă pentru R_S? $V_Z = 12$ V, $I_{ZK} = 1$ mA, $I_{ZM} = 50$ mA. Pentru simplificare se presupune că $Z_Z = 0\ \Omega$ și că V_Z își păstrează valoarea de 12 V în toată plaja de valori a curentului.

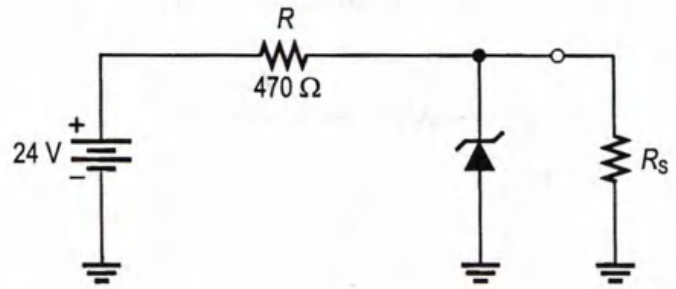


FIGURA 3-13

Rezolvare

Când $I_S = 0$ A ($R_S = \infty$), I_Z este maxim și este egal cu curentul total prin circuit, I_T.

$$I_{Z(max)} = I_T = \frac{V_{IN} - V_Z}{R} = \frac{24\text{ V} - 12\text{ V}}{470\ \Omega} = 25{,}5\text{ mA}$$

Întrucât $I_{Z(max)}$ este mai mic decât I_{ZM}, înseamnă că 0 A este o valoare acceptabilă pentru I_S deoarece dioda Zener poate suporta curentul de 25,5 mA. Aceasta înseamnă că și în absența sarcinii R_S circuitul va continua să stabilizeze.

$$I_{S(min)} = \mathbf{0\ A}$$

I_S ia valoarea maximă când I_Z este minim ($I_Z = I_{ZK}$), deci pentru $I_{S(max)}$ soluția este următoarea:

$$I_{S(max)} = I_T - I_{ZK} = 25{,}5\text{ mA} - 1\text{ mA} = \mathbf{24{,}5\ mA}$$

Valoarea minimă pentru R_S este:

$$R_{S(min)} = \frac{V_Z}{I_{S(max)}} = \frac{12\text{ V}}{24{,}5\text{ mA}} = \mathbf{490\ \Omega}$$

Prin urmare, dacă R_S este mai mică decât 490 Ω, va prelua o mai mare parte din curent în detrimentul curentului prin dioda Zener, iar valoarea I_Z va coborî sub I_{ZK}. Din această cauză, dioda Zener nu va mai putea stabiliza. În concluzie, stabilizarea se produce pentru orice valoare a R_S cuprinsă între 490 Ω și infinit.

Exercițiu complementar Aflați valorile minimă și maximă ale curentului prin sarcină pentru care circuitul din fig. 3-13 continuă să stabilizeze. Determinați valoarea minimă

care poate fi folosită pentru R_S. V_Z = 3,3 V (constant), I_{ZK} = 1 mA, I_{ZM} = 150 mA. Pentru simplificare se presupune că Z_Z = 0 Ω.

În ultimul exemplu am presupus că Z_Z = 0 și, în consecință, tensiunea de stabilizare era constantă pentru toată plaja de valori a curentului. Am făcut această presupunere pentru a putea explica mai ușor modul în care funcționează stabilizatorul în raport cu variația sarcinii. Această ipoteză simplificatoare este acceptabilă în multe cazuri, uneori ducând la rezultate suficient de precise. În exemplul 3-7 vom ține seama și de impedanța dinamică la stabilizare.

EXEMPLUL 3-7

Pentru circuitul din fig. 3-14:

(a) Determinați V_{OUT} la I_{ZK} și I_{ZM}.

(b) Calculați valoarea necesară pentru R.

(c) Determinați valoarea minimă posibilă pentru R_S.

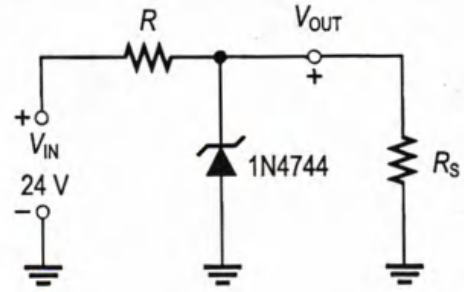


FIGURA 3-14

Rezolvare

Dioda Zener 1N4744, din circuitul stabilizatorului din fig. 3-14, este o diodă stabilizatoare de 15 V. Din foaia de catalog din fig. 3-7(a) aflăm: V_Z = 15 V la I_{ZT}, I_{ZK} = 0,25 mA, I_{ZT} = 17 mA, Z_{ZT} = 14 Ω.

(a) Pentru I_{ZK}:

$$V_{OUT} = V_Z = 15\text{ V} - \Delta I_Z Z_{ZT} = 15\text{ V} - (I_{ZT} - I_{ZK})Z_{ZT} =$$
$$= 15\text{ V} - (16{,}75\text{ mA})(14\ \Omega) = 15 - 0{,}235\text{ V} = \mathbf{14{,}76\ V}$$

Calculăm curentul Zener maxim. Puterea disipată este de 1 W.

$$I_{ZM} = \frac{P_{D(max)}}{V_Z} = \frac{1\text{ W}}{15\text{ V}} = 66{,}7\text{ mA}$$

Pentru I_{ZM}:

$$V_{OUT} = V_Z = 15\text{ V} + \Delta I_Z Z_{ZT} = 15\text{ V} + (I_{ZM} - I_{ZT})Z_{ZT} =$$
$$= 15\text{ V} + (49{,}7\text{ mA})(14\ \Omega) = \mathbf{15{,}7\ V}$$

(b) Valoarea lui R se calculează pentru valoarea maximă a curentului prin diodă, adică în absența sarcinii (cu ieșirea în gol), ca în fig. 3-15(a).

$$R = \frac{V_{IN} - V_Z}{I_{ZM}} = \frac{24\,V - 15{,}7\,V}{66{,}7\,mA} = 124\Omega$$

R = **130 Ω** (prima valoare superioară standardizată)

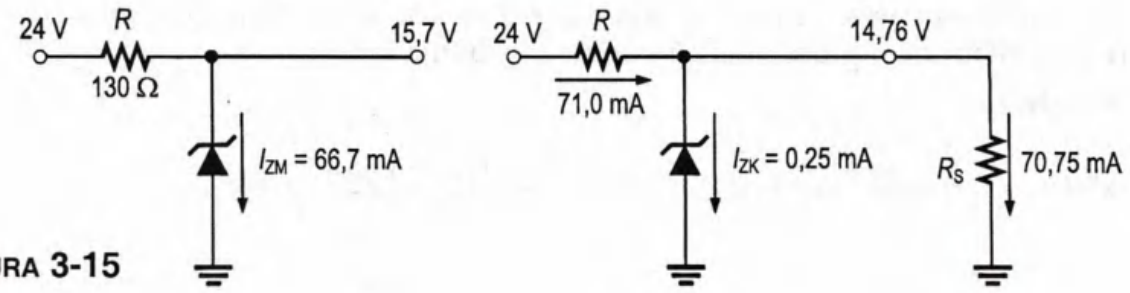


FIGURA 3-15

(a) (b)

(c) La rezistență de sarcină minimă (curent maxim prin sarcină), curentul prin diodă este minim (I_{ZK} = 0,25 mA), ca în fig. 3-15(b).

$$I_T = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{R} = \frac{24\text{ V} - 14{,}76\text{ V}}{130\ \Omega} = 71{,}0\text{ mA}$$

$$I_S = I_T - I_{ZK} = 71{,}0\text{ mA} - 0{,}25\text{ mA} = 70{,}75\text{ mA}$$

$$R_{S(min)} = \frac{V_{OUT}}{I_S} = \frac{14{,}76\text{ V}}{70{,}75\text{ mA}} = \mathbf{209\ \Omega}$$

Exercițiu complementar Reluați toate etapele analizei precedente pentru cazul în care se înlocuiește dioda Zener cu una de 12 V (1N4742).

Stabilizarea procentuală

Performanțele unui stabilizator de tensiune se pot exprima și procentual, stabilizarea arătând în ce măsură circuitul stabilizator este eficient. Stabilizarea procentuală arată în ce măsură circuitul studiat stabilizează tensiunea de ieșire în raport cu variația *tensiunii de intrare* sau în raport cu variația *rezistenței de sarcină*. *Stabilizarea procentuală în raport cu variația tensiunii de intrare* este raportul, exprimat în procente, dintre variația tensiunii de ieșire (ΔV_{OUT}) și o valoare impusă a variației tensiunii de intrare (ΔV_{IN}).

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare} = \left(\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}\right)100\% \qquad (3\text{-}6)$$

Stabilizarea în raport cu variația sarcinii indică variația tensiunii de ieșire față de o plajă de valori în care poate varia curentul prin sarcină, de obicei între curentul minim (de gol) și cel maxim (prin sarcina minimă de stabilizare, $R_{S(MIN)}$). Ea se exprimă, de obicei, procentual și se calculează cu formula:

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația sarcinii} = \left(\frac{V_{GOL} - V_{S(MIN)}}{V_{S(MIN)}}\right)100\% \qquad (3\text{-}7)$$

unde V_{GOL} este tensiunea de ieșire în gol (fără sarcină), iar $V_{S(MIN)}$ este tensiunea de ieșire cu sarcina minimă (la curent Zener maxim).

EXEMPLUL 3-8

Un stabilizator are tensiunea de ieșire în gol de 6 V, iar în sarcină minimă, de 5,82 V. Care este stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii?

Rezolvare

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația sarcinii} = \left(\frac{V_{GOL} - V_{S(MIN)}}{V_{GOL}}\right)100\% =$$

$$= \left(\frac{6\ \text{V} - 5{,}82\ \text{V}}{5{,}82\ \text{V}}\right)100\% = \mathbf{3{,}09\%}$$

Exercițiu complementar Dacă tensiunea de ieșire în gol a unui stabilizator este de 24,8 V, iar în sarcină minimă este de 23,9 V, care este stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii?

Limitarea cu diode Zener

Pe lângă utilizarea ca stabilizatoare de tensiune, diodele Zener mai sunt folosite în circuitele de curent alternativ pentru a limita vârfurile de tensiune la un anumit nivel. În fig. 3-16 sunt prezentate trei moduri de utilizare a diodelor Zener ca limitatoare. Figura (a) prezintă o diodă Zener care limitează vârful alternanței pozitive a semnalului la tensiunea de stabilizare. În alternanța negativă, dioda Zener se comportă ca orice diodă polarizată direct și limitează tensiunea negativă la –0,7 V. Dacă așezăm dioda Zener invers, ca în fig. (b), vârful negativ va fi cel limitat prin efectul Zener, iar tensiunea pozitivă va fi limitată la +0,7 V. Două diode Zener așezate față în față limitează ambele vârfuri la tensiunea de stabilizare plus sau minus 0,7 V, ca în fig. (c). În alternanța pozitivă, D_2 joacă rolul de limitator Zener, iar D_1 este diodă polarizată direct. În alternanța negativă, rolurile se inversează.

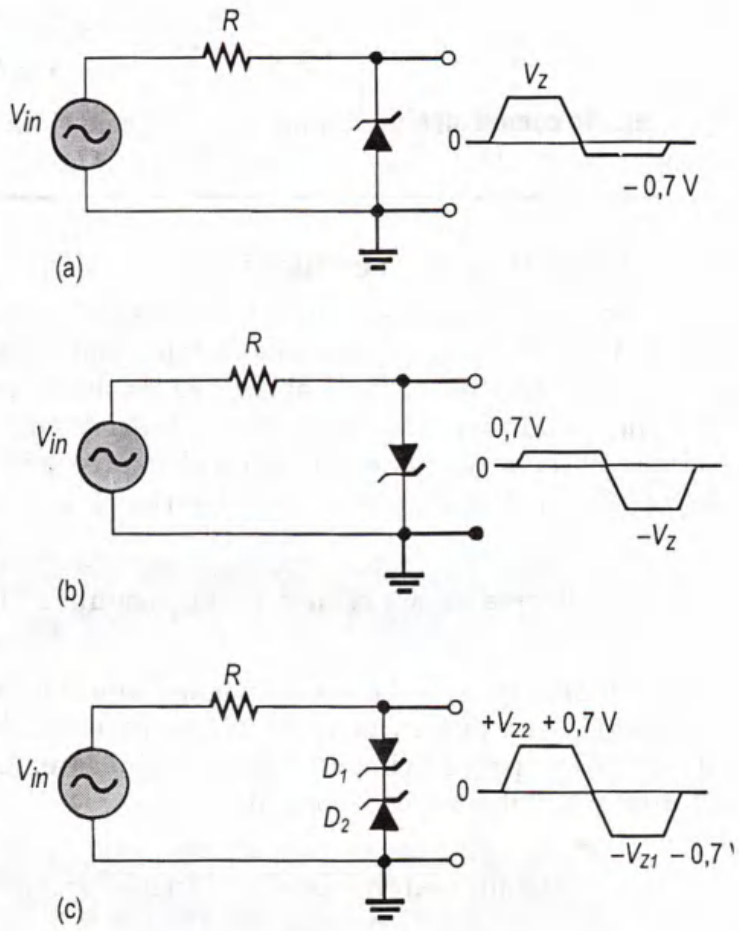


FIGURA 3-16

Principiul limitării unei tensiuni de intrare sinusoidale prin efectul Zener.

EXEMPLUL 3-9

Determinați tensiunea de ieșire pentru circuitele de limitare cu diode Zener din fig. 3-17.

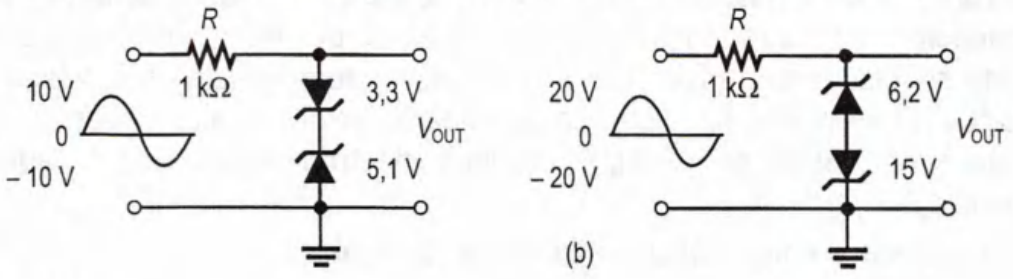


FIGURA 3-17

Rezolvare

Tensiunile de ieșire sunt cele din fig. 3-18. Amintiți-vă: când una dintre diode funcționează în regim de străpungere inversă, cealaltă este polarizată direct, căderea de tensiune pe cea din urmă fiind de aproximativ 0,7 V.

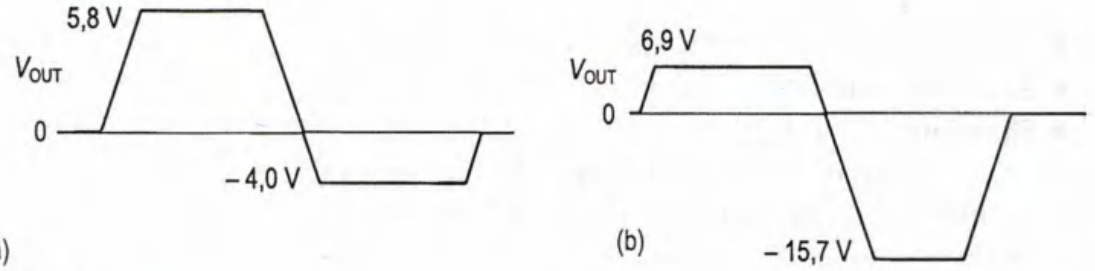


FIGURA 3-18

Exercițiu complementar

(a) Ce se obține la ieșirea circuitului din fig. 3-17(a), dacă tensiunea de intrare se mărește până la valoarea de vârf de 20 V?

(b) Ce se obține la ieșirea circuitului din fig. 3-17(b), dacă tensiunea de intrare se micșorează până la valoarea de vârf de 5 V?

SECȚIUNEA 3-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Explicați deosebirea dintre stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare și stabilizarea în raport cu variația sarcinii.
2. La un stabilizator cu diodă Zener, care este valoarea rezistenței de sarcină la care curentul Zener este maxim?
3. Explicați termenii *sarcină minimă de stabilizare* și *sarcină infinită*.
4. Un stabilizator are tensiunea de ieșire de 12 V în gol și de 11,9 V cu sarcina minimă. Care este stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii?
5. Ce tensiune cade pe o diodă Zener polarizată direct?

3-3 DIODE VARACTOR

Diodele varactor sunt cunoscute ca diode cu capacitate variabilă deoarece capacitatea joncțiunii lor variază în funcție de tensiunea de polarizare inversă. Ele sunt concepute special pentru a face uz, în funcționare, de proprietatea aceasta. Capacitatea lor se poate modifica prin schimbarea valorii tensiunii inverse. Aceste dispozitive sunt folosite, de obicei, în circuitele electronice de acord din aparatele de comunicații.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți caracteristicile de capacitate variabilă ale diodei varactor și să analizați funcționarea acesteia într-un circuit tipic

- ▶ Să recunoașteți simbolul diodei varactor
- ▶ Să explicați de ce un varactor polarizat invers prezintă o capacitate
- ▶ Să arătați cum variază capacitatea varactorului în funcție de tensiunea de polarizare inversă
- ▶ Să interpretați o foaie de catalog pentru varactoare
- ▶ Să definiți *raportul de acord*
- ▶ Să definiți *factorul de calitate, Q*
- ▶ Să prezentați coeficienții de temperatură ai varactoarelor
- ▶ Să analizați un filtru trece-bandă acordat cu varactor

Varactorul este o diodă cu joncțiune *pn* care funcționează în polarizare inversă, fiind dopată astfel încât capacitatea normală a regiunii golite să crească la maximum. Regiunea golită, a cărei lățime crește în polarizare inversă, se comportă ca un dielectric de condensator din cauza proprietăților ei neconductoare. Regiunile *p* și *n* sunt conductoare și se comportă ca armăturile unui condensator, cum prezintă fig. 3-19.

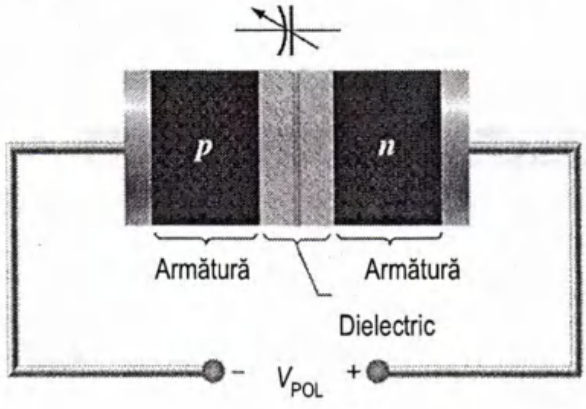


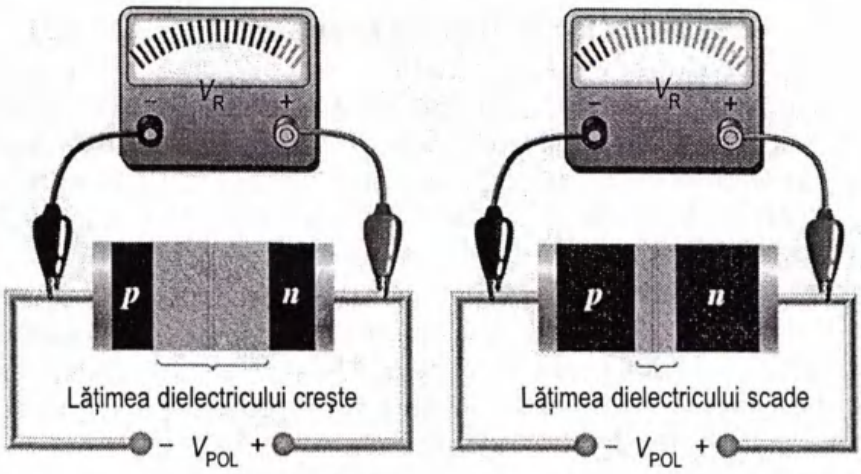
FIGURA 3-19

O diodă varactor polarizată invers se comportă ca un condensator variabil.

Principiul de funcționare

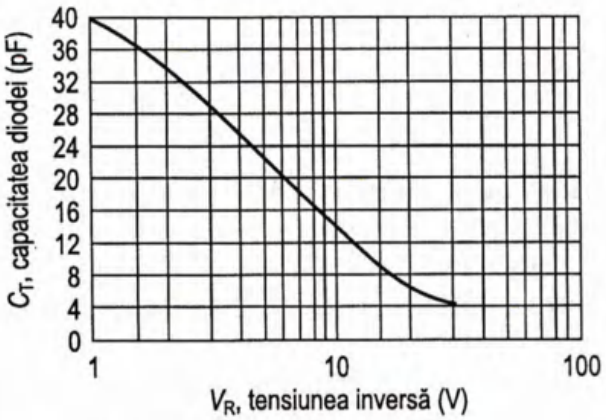
Pe măsură ce tensiunea de polarizare inversă crește, lățimea regiunii golite se mărește, ceea ce este, practic, echivalent cu creșterea distanței dintre armături, deci a grosimii dielectricului, și, în consecință, cu scăderea capacității. Când tensiunea de polarizare

inversă scade, regiunea golită se îngustează, mărindu-se astfel capacitatea. Acest mod de funcționare este ilustrat în fig. 3-20(a) și (b). În fig. 3-20(c) este reprezentată grafic dependența capacității diodei (C_T) de tensiunea inversă, pentru un varactor oarecare. În cazul de față, C_T scade de la 40 pF la puțin peste 4 pF pe măsură ce V_R crește de la 1 V la 40 V.



(a) La tensiuni de polarizare mai mari capacitatea este mai mică.

(b) La tensiuni de polarizare mai mici capacitatea este mai mare.



(c) Graficul dependenței capacității diodei de tensiunea inversă.

FIGURA 3-20

Capacitatea diodei varactor variază cu tensiunea inversă.

După cum vă amintiți, capacitatea este determinată de suprafața armăturilor (S), de constanta dielectrică (ε) și de grosimea dielectricului (d), ca în formula:

$$C = \frac{A\varepsilon}{d}$$

În cazul unei diode varactor, parametrii capacității se impun prin doparea în vecinătatea joncțiunii *pn*, prin formă și prin dimensiunile constructive. Există varactoare cu capacități nominale tipice cuprinse între câțiva picofarazi și câteva sute de picofarazi. Figura 3-21 înfățișează simbolul uzual al diodei varactor.

FIGURA 3-21
Simbolul diodei varactor.

Foi de catalog pentru varactoare

Figura 3-22 prezintă parțial o foaie de catalog pentru seria de diode varactor 1N5139 ... 1N5148. Valorile capacității nominale a diodei, C_T, sunt măsurate la o tensiune inversă continuă de 4 V și, în cazul de față, sunt cuprinse între 6,8 pF și 47 pF.

Domeniul de toleranță pentru capacitate Valorile maximă și minimă pentru C_T sunt date pentru o toleranță de 10%. Spre exemplu, la o tensiune de polarizare inversă de 4 V, dioda 1N5139 poate avea orice capacitate din intervalul 6,1 pF ... 7,5 pF. Domeniul de toleranță nu trebuie confundat cu plaja de valori a capacității, care rezultă în urma varierii tensiunii de polarizare inversă conform raportului de acord, despre care vom vorbi în continuare.

Raportul de acord Raportul de acord al varactorului se mai numește *raport de capacitate*. Este raportul dintre capacitatea diodei la tensiunea inversă minimă și capacitatea diodei la tensiunea inversă maximă. Pentru seria de diode varactor la care se referă fig. 3-22, raportul de acord este raportul dintre C_T măsurată la valoarea de 4 V a V_R și C_T măsurată la V_R de 60 V. În acest caz, raportul de acord se notează C_4/C_{60}.

Pentru dioda 1N5139, raportul de acord tipic este 2,9. Înseamnă că valoarea capacității ei scade de 2,9 ori când tensiunea crește de la 4 V la 60 V. Calculele ce urmează exemplifică modul de folosire a raportului de acord (r_A) pentru aflarea plajei de valori a capacității în cazul diodei 1N5139. Din tabelul din fig. 3-22(a) aflăm C_4 = 6,8 pF, iar $r_A = C_4/C_{60}$ = 2,9, tipic. Deci:

$$C_{60} = \frac{C_4}{r_A} = \frac{6,8 \text{ pF}}{2,9} = 2,3 \text{ pF}$$

Capacitatea diodei variază de la 6,8 pF la 2,3 pF când V_R crește de la 4 V la 60 V.

Domeniul de variație al capacității mai poate fi determinat din graficul din fig. 3-22(b), care arată cum variază capacitatea varactorului pentru tensiuni inverse de la 1 V la 60 V. Pe grafic se observă că, pentru 1N5139, capacitatea este de aproximativ 10,5 pF la V_R = 1 V și 2,3 pF la V_R = 60 V.

Seria de varactoare 1N51xx este formată din dispozitive cu joncțiuni abrupte. Doparea se face uniform în regiunile *n* și *p*, astfel că în joncțiunea *pn* se face o trecere relativ bruscă de la *n* la *p*, spre deosebire de trecerea treptată din diodele redresoare. Bruschețea trecerii din joncțiunea *pn* determină raportul de acord. Alte tipuri de varactoare, ca MV1401, sunt dispozitive cu joncțiuni hiper-abrupte, aceasta datorându-se tot modului de dopare. Multe varactoare cu joncțiuni hiper-abrupte prezintă un raport de acord de 10... 15.

Factorul de calitate Factorul de calitate, *Q*, al unei componente reactive este raportul dintre energia înmagazinată și retrocedată de condensator (sau bobină) și energia disipată pe rezistență. De exemplu, 1N5139 are *Q* minim de 350, ceea ce înseamnă că energia înmagazinată și retrocedată de capacitatea diodei este de 350 de ori mai mare decât energia disipată pe rezistența dispozitivului. Este de dorit ca factorul de calitate să aibă valori cât mai mari. Diagrama din fig. 3-22(c) ilustrează creșterea factorului de calitate la creșterea tensiunii inverse în cazul a trei varactoare aparținând seriei.

Coeficienții de temperatură Capacitatea diodei are un coeficient de temperatură pozitiv, deci C_T suferă o ușoară creștere la creșterea temperaturii. Factorul de calitate are coeficientul de temperatură negativ, deci *Q* scade cu creșterea temperaturii.

Valori limită absolute (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea inversă	V_R	60	V
Curentul direct	I_F	250	mA
Puterea de intrare de RF*	P_{in}	5,0	W
Puterea disipată la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	400 2,67	mW mW/°C
Puterea disipată la T_C = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_C	2,0 13,3	W mW/°C
Temperatura joncțiunii	T_J	+175	°C
Temperatura de stocare	T_{stg}	–65 ... +200	°C

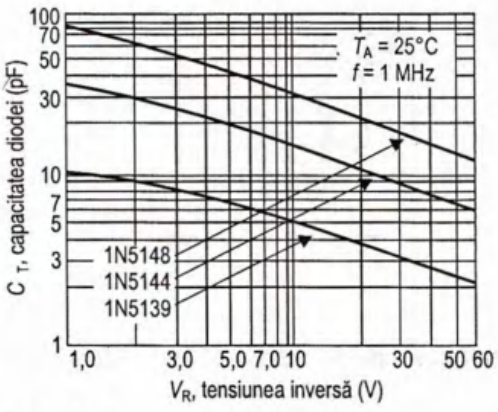
* Puterea de RF de intrare este dată în cazul montării pe radiator.

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

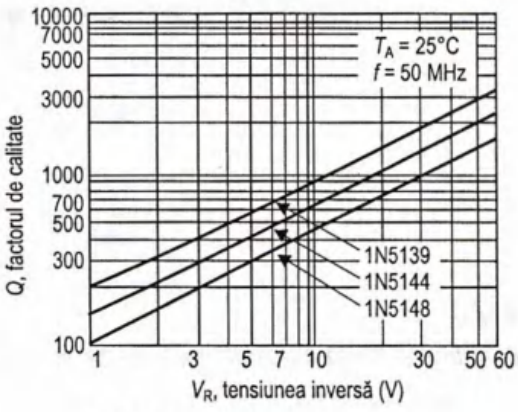
Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Tensiunea de străpungere inversă (I_R = 10 μAc.c.)	$V_{(BR)R}$	60	70	–	V c.c.
Curentul rezidual la tensiune inversă (V_R = 55 Vc.c., T_A = 25°C) (V_R = 55 Vc.c., T_A = 150°C)	I_R	–	– –	0,02 20	μAc.c.
Inductivitatea serie (f = 250 MHz, L ≈ 1,5 mm)	L_S	–	5,0	–	nH
Capacitatea capsulei (f = 1,0 MHz, L ≈ 1,5 mm)	C_C	–	0,25	–	pF
Coeficientul de temperatură al capacității diodei (V_R = 4,0 Vc.c., f = 1,0 MHz)	TC_C	–	200	300	ppm/°C

	C_T, capacitatea diodei V_R = 4,0 Vc.c., f = 1,0 MHz pF			Q, factorul de calitate V_R = 4,0 Vc.c. f = 50 MHz	R_A, raportul de acord C_4/C_{60} f = 1,0 MHz	
Dispozitivul	Min.	Tip	Max.	Min.	Min.	Tip
1N5139	6,1	6,8	7,5	350	2,7	2,9
1N5140	9,0	10	11	300	2,8	3,0
1N5141	10,8	12	13,2	300	2,8	3,0
1N5142	13,5	15	16,5	250	2,8	3,0
1N5143	16,2	18	19,8	250	2,8	3,0
1N5144	19,8	22	24,2	200	3,2	3,4
1N5145	24,3	27	39,7	200	3,2	3,4
1N5146	29,7	33	36,3	200	3,2	3,4
1N5147	36,1	39	42,9	200	3,2	3,4
1N5148	42,3	47	51,7	200	3,2	3,4

(a) Caracteristicile electrice



(b) Capacitatea diodei



(c) Factorul de calitate

FIGURA 3-22

Fragment de foaie de catalog pentru diodele varactor 1N5139 ... 1N5148.

Aplicație

Varactoarele se utilizează, în principal, în circuitele de acord. Spre exemplu, circuitele de acord electronic din receptoarele TV și alte aparate de recepție de uz curent conțin varactoare. Într-un circuit rezonant, varactorul se comportă ca un condensator variabil, permițând reglarea frecvenței de rezonanță prin modificarea tensiunii, ca în fig. 3-23, unde varactorul constituie integral capacitatea variabilă din circuitul rezonant paralel al filtrului trece-bandă.

Dioda varactor și bobina formează un circuit rezonant paralel între ieșire și masa de semnal. Condensatoarele C_1, C_2, C_3 și C_4 sunt condensatoare de cuplaj, având rolul de a împiedica pătrunderea tensiunii continue de polarizare în circuitul filtrului. Ele nu au nici o influență asupra răspunsului în frecvență al filtrului deoarece reactanțele lor sunt neglijabile la frecvențele de rezonanță. C_1 împiedică transmiterea unei componente continue de la cursorul potențiometrului către sursa de semnal, prin bobină și R_1. C_2 decuplează în c.c. catodul și anodul varactorului, legate prin bobină în circuitul de semnal. C_3 împiedică transmiterea prin bobină a tensiunii continue de la cursorul potențiometrului către sarcina de la ieșire. C_4 decuplează în c.c. cursorul potențiometrului și masa.

Rezistoarele R_2, R_3, R_5 și potențiometrul R_4 formează un divizor variabil de tensiune continuă pentru polarizarea varactorului. Prin intermediul potențiometrului se variază tensiunea inversă de polarizare a varactorului.

Amintiți-vă că frecvența de rezonanță paralel are formula:

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

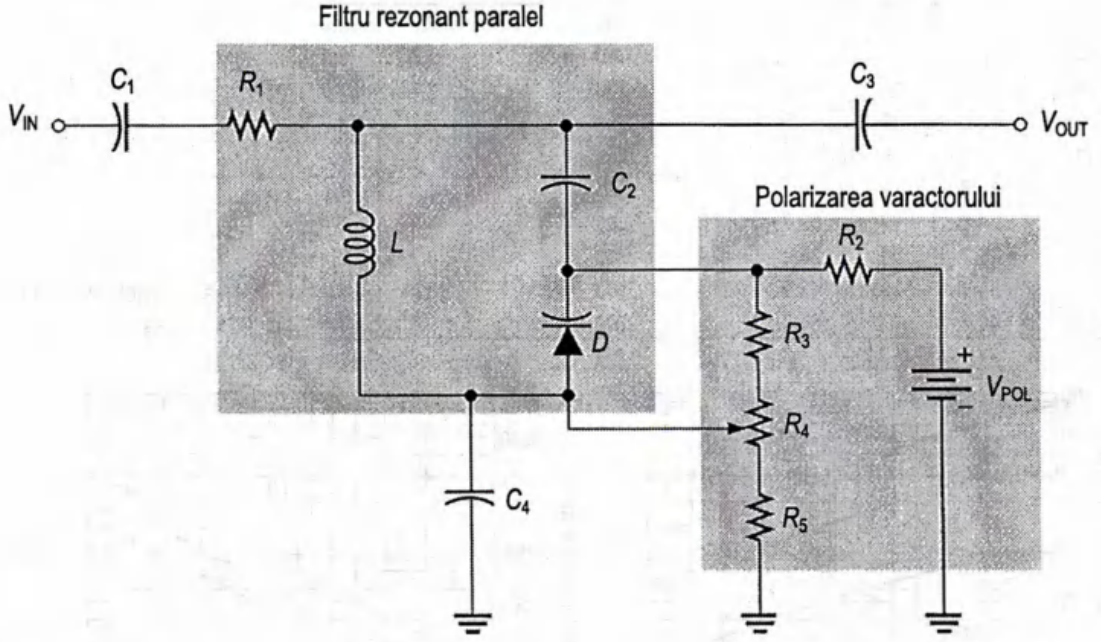


FIGURA 3-23

Filtru rezonant trece-bandă cu diodă varactor pentru reglarea frecvenței de rezonanță într-o plajă dată.

EXEMPLUL 3-10

Pentru filtrul trece-bandă cu acord cu varactor din fig. 3-24, determinați plaja de reglare a frecvențelor de rezonanță. Valorile rezistoarelor de polarizare sunt alese astfel încât să împiedice apariția în filtru a unor semnale de nivel prea mare.

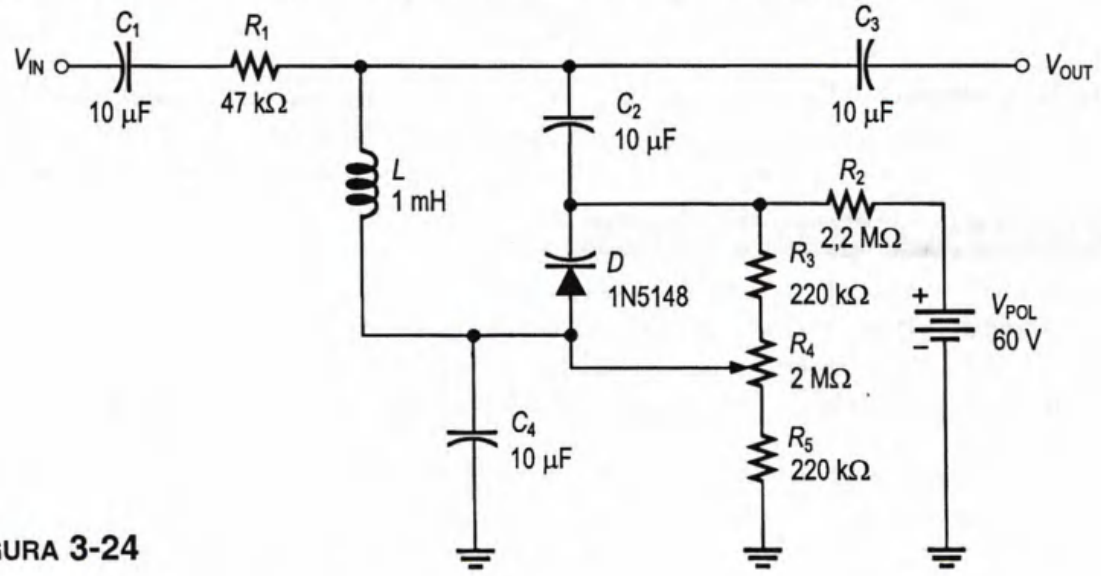


FIGURA 3-24

Rezolvare

Din foaia de catalog din fig. 3-22(a) aflăm că varactorul 1N5148 are capacitatea nominală de 47 pF la tensiunea de polarizare inversă de 4 V.

Întâi vom determina plaja tensiunilor de polarizare inversă pentru circuitul filtrului. Tensiunea continuă de pe catodul varactorului (V_K) este fixată la:

$$V_K = \left(\frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_2 + R_3 + R_4 + R_5}\right) V_{POL} = \left(\frac{2,44\ \text{M}\Omega}{4,64\ \text{M}\Omega}\right) 60\ \text{V} = 31,6\ \text{V}$$

Tensiunea continuă de pe anodul varactorului (V_A) poate fi variată de la minimum la maximum prin intermediul potențiometrului R_4.

$$V_{A(min)} = \left(\frac{R_5}{R_2 + R_3 + R_4 + R_5}\right) V_{POL} = \left(\frac{220\ \text{k}\Omega}{4,64\ \text{M}\Omega}\right) 60\ \text{V} = 2,85\ \text{V}$$

$$V_{A(max)} = \left(\frac{R_4 + R_5}{R_2 + R_3 + R_4 + R_5}\right) V_{POL} = \left(\frac{2,22\ \text{M}\Omega}{4,64\ \text{M}\Omega}\right) 60\ \text{V} = 28,7\ \text{V}$$

Valorile minimă și maximă ale tensiunii inverse, V_R, se determină astfel:

$$V_{R(min)} = V_K - V_{A(max)} = 31,6\ \text{V} - 28,7\ \text{V} = 2,9\ \text{V}$$
$$V_{R(max)} = V_K - V_{A(min)} = 31,6\ \text{V} - 2,85\ \text{V} = 29\ \text{V}$$

Deși este dificil să determinăm cu precizie valori numerice din diagrama din fig. 3-22(b), considerăm că valorile capacității varactorului sunt, cu aproximație, $C_{2,9} \cong 55$ pF la 2,9 V, respectiv $C_{29} \cong 17$ pF la 29 V. Frecvența minimă de rezonanță a filtrului este:

$$f_{r(min)} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1\text{ mH})(55\text{ pF})}} = \mathbf{679\text{ kHz}}$$

Frecvența maximă de rezonanță a filtrului este:

$$f_{r(max)} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1\text{ mH})(17\text{ pF})}} = \mathbf{1,22\text{ kHz}}$$

Exercițiu complementar Dacă reducem la 30 V tensiunea sursei de polarizare din fig. 3-24, care va fi plaja tensiunilor de polarizare inversă a varactorului?

SECȚIUNEA 3-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este proprietatea specifică a diodei varactor?
2. Ce fel de polarizare este necesară pentru funcționarea diodei varactor?
3. Ce parte a varactorului constituie capacitatea?
4. Conform diagramei din fig. 3-22(b), ce se întâmplă cu capacitatea diodei la creșterea tensiunii inverse?
5. Definiți *raportul de acord.*

3-4 DIODE OPTICE

În această secțiune vor fi prezentate două tipuri de dispozitive opto-electronice: dioda luminescentă (LED) și fotodioda. După cum arată și numele, LED-urile emit lumină. În schimb, fotodiodele sunt detectoare de lumină. Vom examina proprietățile ambelor tipuri de dispozitive, iar în ultima secțiune a capitolului vom exemplifica modul lor de utilizare în contextul unei aplicații practice.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați funcționarea și caracteristicile LED-urilor și ale fotodiodelor

- ▶ Să recunoașteți simbolurile LED-ului și fotodiodei
- ▶ Să explicați în principiu procesul prin care LED-ul emite lumină
- ▶ Să analizați graficul spectrului de ieșire și modurile de radiație ale LED-ului
- ▶ Să interpretați datele dintr-o foaie de catalog pentru LED-uri
- ▶ Să definiți *intensitatea radiantă* și *iradierea*
- ▶ Să folosiți o celulă de afișaj cu LED-uri cu șapte segmente
- ▶ Să explicați procesul prin care fotodioda detectează lumina
- ▶ Să analizați curba de răspuns a fotodiodei
- ▶ Să interpretați datele dintr-o foaie de catalog pentru fotodiode
- ▶ Să explicați sensibilitatea fotodiodei

Dioda luminescentă (LED)

Simbolul LED-ului este prezentat în fig. 3-25.

FIGURA 3-25
Simbolul LED-ului. În polarizare directă, acesta emite lumină.

Dioda luminescentă (LED) funcționează, în principiu, așa cum explicăm în continuare. Electronii unui dispozitiv polarizat direct traversează joncțiunea *pn* plecând din regiunea *n* și se recombină cu golurile din regiunea *p*. Amintiți-vă, din capitolul 1, că acești electroni liberi se află în banda de conducție, la un nivel energetic superior celui al golurilor din banda de valență. În procesul de recombinare, electronii ce se recombină cu golurile eliberează energie sub formă de căldură și lumină. Un strat de material semiconductor cu o suprafață liberă de dimensiuni relativ mari permite eliberarea **fotonilor** sub formă de lumină din spectrul vizibil. Figura 3-26 ilustrează acest proces, numit **electroluminescență**. În procesul de dopare se adaugă diverse impurități pentru a impune lungimea de undă a luminii emise. Lungimea de undă determină culoarea luminii și apartenența la spectrul vizibil sau invizibil (infraroșu).

Materiale semiconductoare LED-urile se realizează din arseniură de galiu (GaAs), fosfo-arseniură de galiu (GaAsP) sau fosfură de galiu (GaP). Nu se folosesc siliciul și germaniul deoarece, în general, se încălzesc și nu emit bine lumină. LED-urile cu GaAs emit radiații **infraroșii (IR)**, invizibile, GaAsP produce lumină vizibilă roșie sau galbenă, iar GaP emite lumină vizibilă de culoare roșie sau verde. Există și LED-uri cu lumină albastră, însă cele roșii sunt cele mai răspândite.

Polarizarea LED-urilor Tensiunea directă aplicată LED-urilor trebuie să fie mult mai mare decât în cazul diodelor cu siliciu. Tipic, V_F maximă pentru LED-uri are valori cuprinse între 1,2 V și 3,2 V, în funcție de tipul dispozitivului. Tensiunea inversă de străpungere este mult mai mică la LED-uri decât la diodele redresoare cu siliciu (tipic, 3 V ... 10 V).

LED-urile emit lumină la trecerea unui curent direct suficient de mare, cum se vede în fig. 3-27(a). Partea din puterea de ieșire transformată în emisie luminoasă este proporțională cu intensitatea curentului direct, așa cum arată fig. 3-27(b). Cu cât I_F este mai mare, cu atât puterea de ieșire în spectrul luminos este mai mare.

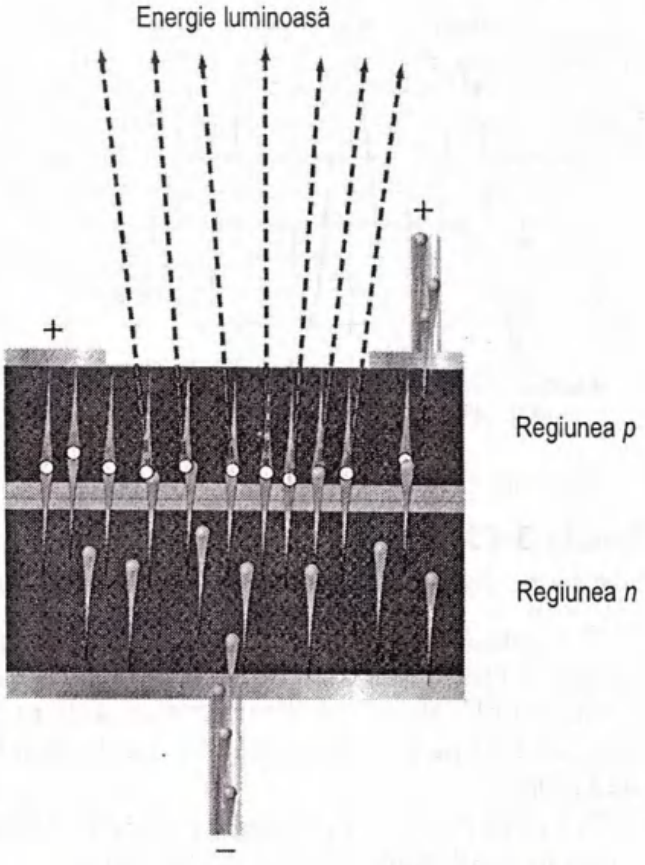
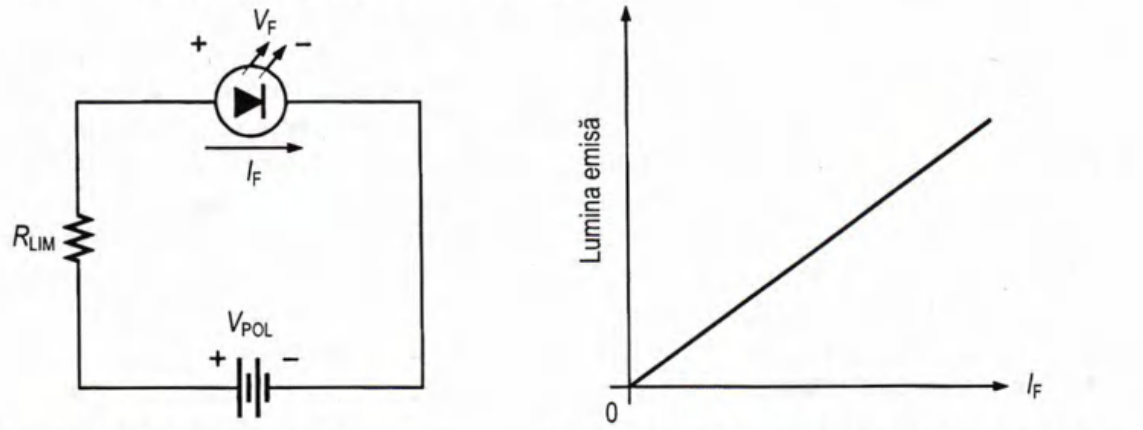


FIGURA 3-26
Electroluminescența la un LED polarizat direct.

Emisia de lumină **Lungimea de undă** a luminii este cea care o încadrează în spectrul vizibil sau invizibil. Un LED emite lumină într-un anumit domeniu de lungimi de undă, așa cum arată caracteristicile **spectrale** de ieșire din fig. 3-28. Curbele din fig. (a) reprezintă emisia de lumină în funcție de lungimea de

undă pentru LED-uri cu lumină vizibilă tipice, iar cea din fig. (b) caracterizează LED-urile tipice pentru infraroșu. Lungimea de undă (λ) este exprimată în nanometri (nm). Ieșirea normată a luminii roșii vizibile emise de LED ajunge la 660 nm, cea corespunzătoare galbenului – la 590 nm, pentru verde – la 540 nm, iar pentru albastru – la 460 nm. Ieșirea pentru LED-urile în infraroșu ajunge la 940 nm.

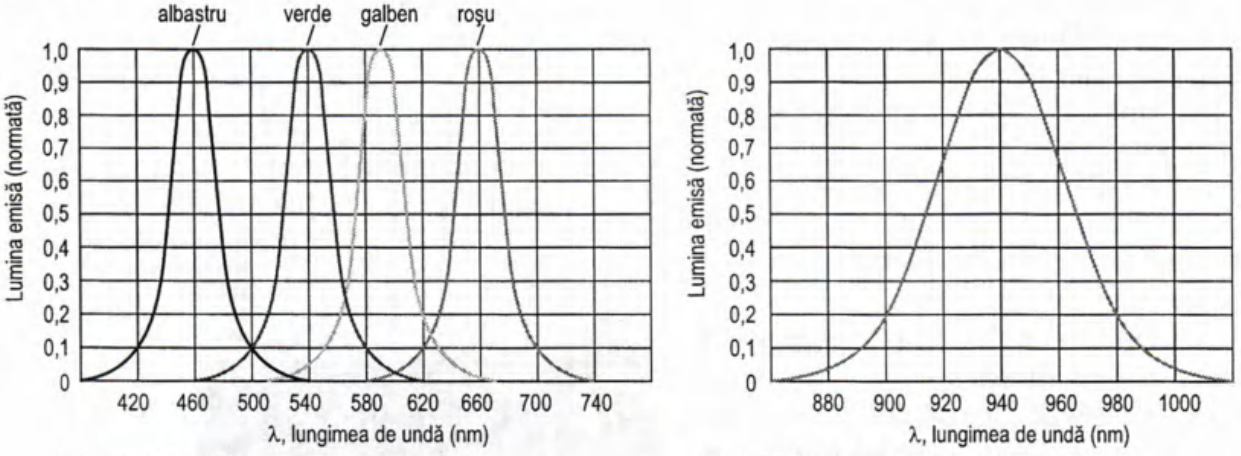


(a) Funcționarea în polarizare directă

(b) Dependența de principiu dintre lumina emisă la ieșire și curentul direct

FIGURA 3-27

Principiul de funcționare al LED-urilor



(a) Lumină vizibilă

(b) Radiație infraroșie, invizibilă

FIGURA 3-28

Exemple de caracteristici spectrale de ieșire tipice LED-urilor.

Diagrama din figura 3-29 este caracteristica tipică de **radiație** a LED-urilor. Ea arată că lumina emisă este direcțională. Caracteristica de radiație depinde de tipul de structură a lentilei LED-ului. Cu cât caracteristica de radiație este mai îngustă, cu atât lumina este mai concentrată pe o anumită direcție. Se mai folosesc și lentile colorate, pentru a accentua culoarea.

În figura 3-30 sunt prezentate câteva LED-uri obișnuite. Fotodiodele, pe care le vom studia în continuare, au cam același aspect.

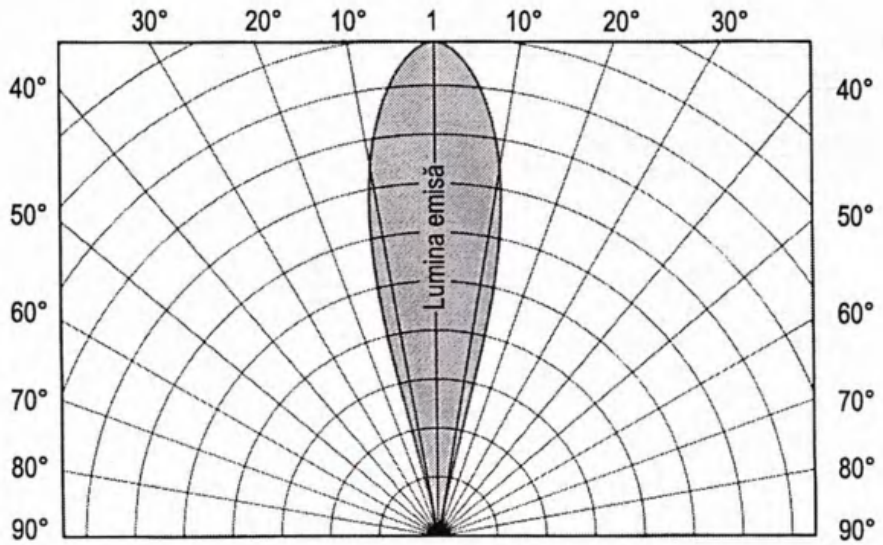


FIGURA 3-29
Caracteristica tipică de radiație a LED-urilor.

Catodul (terminalul din dreapta, privind din față)

Anodul (terminalul mai lung)

Anodul (terminalul din dreptul marcajului)

FIGURA 3-30
LED-uri obișnuite.

Foi de catalog pentru LED-uri

În fig. 3-31 este prezentată parțial o foaie de catalog pentru dioda luminescentă MLED81, care emite în infraroșu. Observați că tensiunea inversă maximă este de numai 5 V, curentul continuu direct maxim este de 100 mA, iar căderea de tensiune directă este de 1,35 V la I_F = 100 mA.

În diagrama din fig. (c) puteți observa că puterea de ieșire de vârf a acestui dispozitiv corespunde lungimii de undă de 940 nm; caracteristica lui de radiație este redată în fig. (d). La 30° de o parte și de alta a direcției preferențiale, puterea de ieșire scade la aproximativ 60% din cea maximă.

Intensitatea radiantă și iradierea În fig. 3-31(a), mărimea numită **intensitate radiantă** axială, notată I_e (a nu se confunda cu intensitatea curentului), reprezintă puterea de ieșire pe steradian și are valoarea de 15 mW/sr. Steradianul este unitatea de măsură a unghiului solid. **Iradierea**, *H*, este puterea raportată la unitatea de suprafață, la o anumită distanță de LED-ul sursă, se exprimă în mW/cm^2 și se calculează pornind de la intensitatea radiantă și distanța în centimetri (cm), cu formula:

$$H = \frac{I_e}{d^2} \qquad (3\text{-}8)$$

Iradierea este o mărime importantă deoarece răspunsul detectorului (al fotodiodei) utilizat în combinație cu LED-ul depinde de lumina pe care o primește. Vom relua această discuție când vom aborda subiectul fotodiodelor.

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea inversă	V_R	5	V
Curentul direct – continuu	I_F	100	mA
Curentul direct – la vârf de impuls	I_F	1	A
Puterea disipată totală la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	100 2,2	mW mW/°C
Gama de temperaturi a mediului ambiant de funcționare	T_A	–30 ... +70	°C
Temperatura de stocare	T_{stg}	–30 ... +80	°C
Temperatura de lipire a terminalelor, max. 5 secunde, la 1,5 mm de capsulă	–	260	°C

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Curentul rezidual invers (V_R = 3 V)	I_R	–	10	–	nA
Curentul rezidual invers (V_R = 5 V)	I_R	–	1	10	μA
Tensiunea directă (I_F = 100 mA)	V_F	–	1,35	1,7	V
Coeficientul de temperatură al tensiunii directe	ΔV_F	–	1,6	–	mV/K
Capacitatea (f = 1 MHz)	C	–	25	–	pF

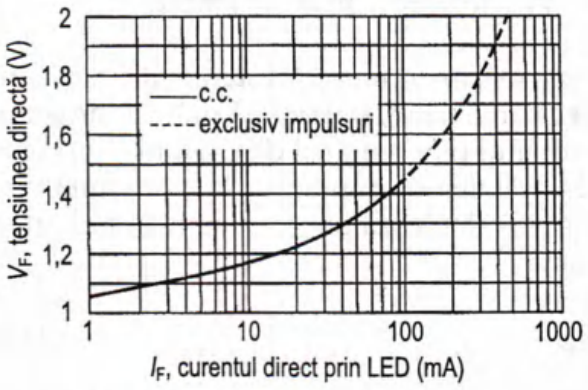
Caracteristici optice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Lungimea de undă de la capătul superior al spectrului emis (I_F = 100 mA)	λ_p	–	940	–	nm
Lățimea de bandă a spectrului emis la 50% din putere	$\Delta\lambda$	–	50	–	nm
Puterea totală de ieșire (I_F = 100 mA)	ϕe	–	16	–	mW
Coeficientul de temperatură al puterii totale de ieșire	$\Delta\phi e$	–	-0,25	–	%/K
Intensitatea radiantă axială (I_F = 100 mA)	I_e	10	15	–	mW/sr
Coeficientul de temperatură al intensității radiante axiale	ΔI_e	–	-0,25	–	%/K
Semiunghiul de concentrare a radiației	φ	–	±30	–	°

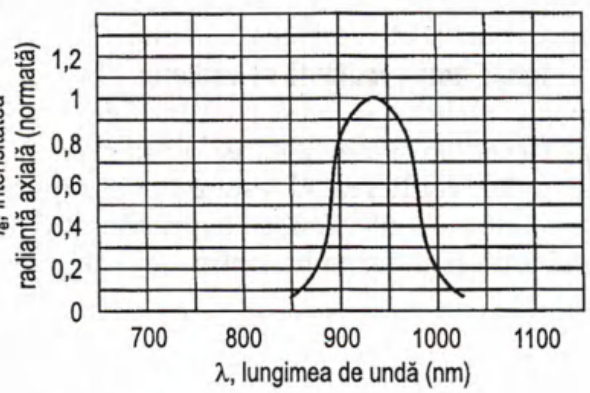
FIGURA 3-31

Fragment de foaie de catalog pentru dioda luminescentă MLED81, cu emisie în infraroşu.

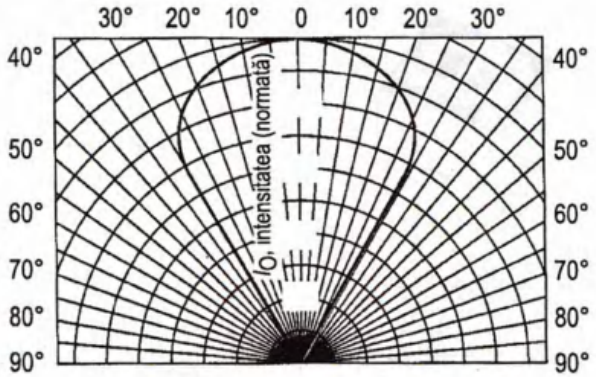
(a) Valori limită şi caracteristici



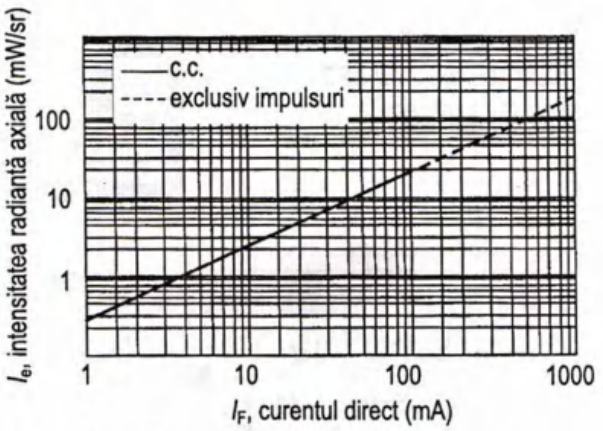
(b) Căderea de tensiune directă pe LED în funcție de curentul direct



(c) Emisia spectrală relativă



(d) Caracteristica de radiație spațială



(e) Intensitatea în funcție de curentul direct

EXEMPLUL 3-11

Din foaia de catalog a LED-ului din fig. 3-31, determinați:

(a) Intensitatea radiantă la 900 nm, dacă puterea maximă de ieșire este de 15 mW/sr.

(b) Căderea de tensiune directă la I_F = 20 mA.

(c) Intensitatea radiantă la I_F = 30 mA.

(d) Iradierea maximă la distanța de 10 cm de LED-ul sursă.

Rezolvare

(a) Din graficul de emisie spectrală relativă din fig. 3-31(c), intensitatea radiantă relativă la 900 nm este de aproximativ 0,75. Prin urmare, intensitatea radiantă are valoarea:

$$I_e = 0{,}75(15 \text{ mW/sr}) = \mathbf{11{,}3 \text{ mW/sr}}$$

(b) Din graficul din fig. (b), V_F = **1,23 V** la I_F = 20 mA.

(c) Din graficul din fig. (e), I_e = **5 mW/sr** la I_F = 30 mA.

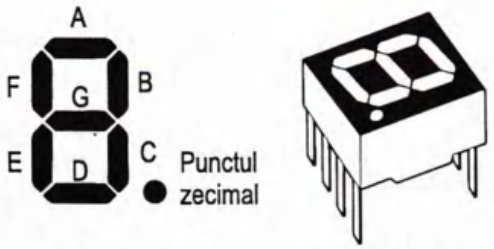
(d) $$H = \frac{I_e}{d^2} = \frac{15 \text{ mW/sr}}{(10 \text{ cm})^2} = \mathbf{0{,}15 \text{ mW/cm}^2}$$

Exercițiu complementar Dacă I_e = 12 mW/sr pentru lungimea de undă de 940 nm, determinați intensitatea radiantă la 1000 nm.

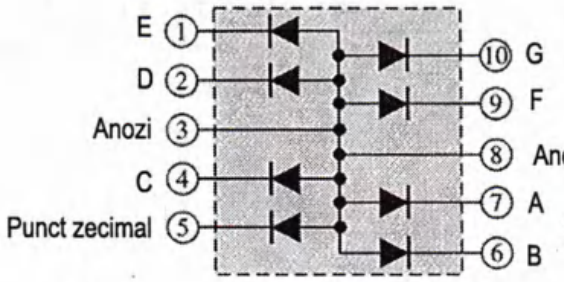
Aplicații LED-urile se utilizează la lămpile indicatoare și la cifrele de afișaj pentru o gamă largă de instrumente, de la aparatele electro-casnice până la cele de laborator. Un tip foarte răspândit de dispozitiv de afișare cu LED-uri este celula de afișare cu șapte segmente. Prin combinații ale segmentelor se formează cele zece cifre, de la 0 la 9, ca în fig. 3-32. Fiecare segment de afișaj este un LED. Prin polarizarea directă a segmentelor, în diverse combinații, se poate forma orice cifră a sistemului zecimal, precum și punctul de separare a părții zecimale. Cele două moduri de configurare a circuitelor cu LED-uri sunt: cu anod comun și cu catod comun, așa cum se observă.

Diodele care emit în infraroșu intră în componența aparatelor care folosesc cuplaje optice, adeseori alături de fibre optice. Dintre domeniile lor de aplicație menționăm: prelucrările și comenzile tehnologice din industrie, sesizoarele de poziție, cititoarele de coduri de bare, comutatoarele optice.

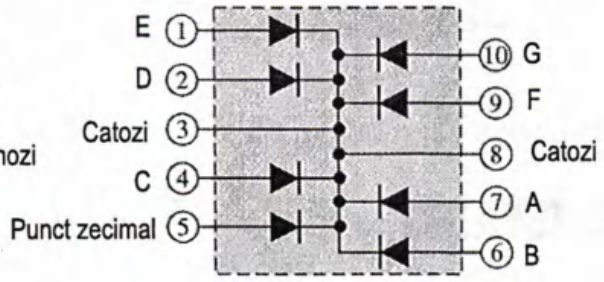
FIGURA 3-32
Celula de afişaj cu LED-uri cu şapte segmente.



(a) Aranjarea segmentelor de LED şi dispozitivul tipic



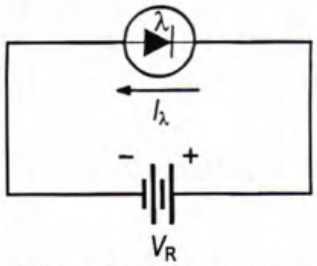
(b) Circuit cu anod comun



(c) Circuit cu catod comun

Fotodioda

Fotodioda este un dispozitiv cu o joncțiune *pn* care funcționează în polarizare inversă, ca în fig. 3-33(a), unde I_λ este curentul invers. Fotodioda are o mică fantă transparentă care permite luminii să ajungă la joncțiunea *pn*. Un alt simbol al fotodiodei este prezentat în fig. 3-33(b).



(a) Funcționarea în polarizare inversă

(b) Un alt simbol

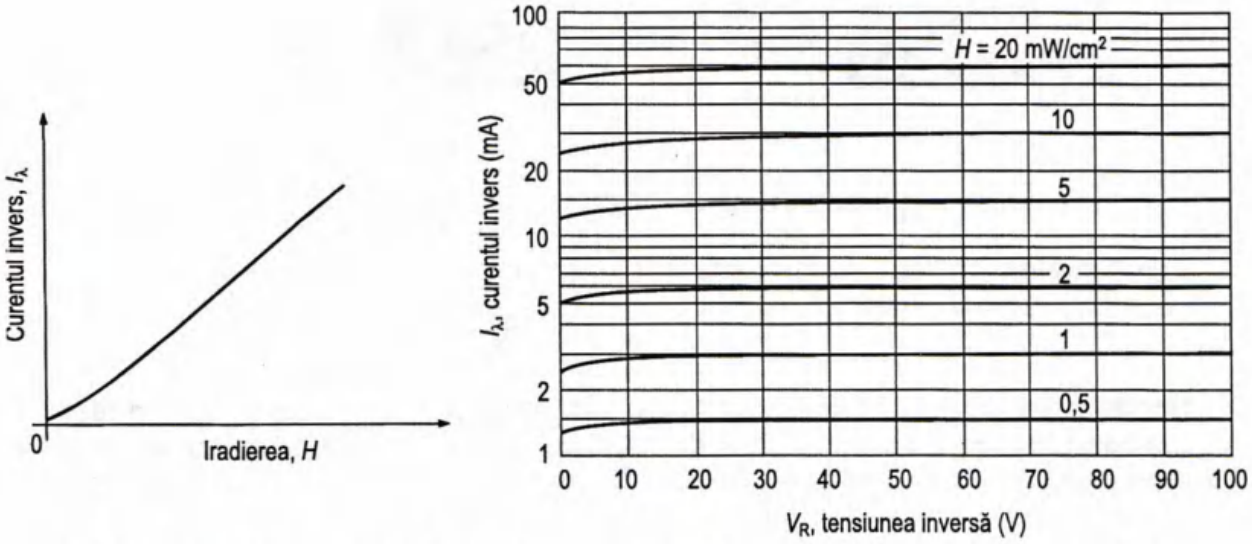
FIGURA 3-33
Fotodioda.

Amintiți-vă că în polarizare inversă dioda redresoare prezintă un curent rezidual invers foarte mic. Același lucru este valabil și în cazul fotodiodei. În polarizare inversă, curentul este produs de perechile electron-gol generate termic în regiunea golită, acestea traversând joncțiunea datorită câmpului electric creat de tensiunea inversă. La dioda redresoare, curentul rezidual invers crește cu temperatura datorită măririi numărului de perechi electron-gol.

Fotodioda se deosebește de dioda redresoare prin faptul că, atunci când joncțiunea *pn* este expusă la lumină, curentul invers crește cu intensitatea luminii. Când joncțiunea nu este luminată, curentul invers, I_λ, este aproape neglijabil, fiind numit **curent de întuneric**. O creștere a intensității luminii, exprimată ca iradiere (mW/cm^2), produce o creștere a curentului invers, după cum arată și graficul din fig. 3-34(a).

În graficul din fig. 3-34(b) puteți observa că, în cazul acestui dispozitiv, curentul invers este de aproximativ 1,4 μA la tensiunea de polarizare inversă de 10 V și iradierea de 0,5 mW/cm². Prin urmare, rezistența dispozitivului este:

$$R_R = \frac{V_R}{I_\lambda} = \frac{10\,\text{V}}{1{,}4\ \mu\text{A}} = 7{,}14\ \text{M}\Omega$$



(a) Grafic tipic al curentului invers în funcție de iradiere

(b) Exemplu de curbe ale dependenței curentului invers de tensiunea inversă pentru câteva valori ale iradierii

FIGURA 3-34

Caracteristici tipice de fotodiodă.

La 20 mW/cm², curentul este de aproximativ 55 μA la V_R = 10 V. În aceste condiții, rezistența este:

$$R_R = \frac{V_R}{I_\lambda} = \frac{10\ \text{V}}{55\ \mu\text{A}} = 182\ \text{k}\Omega$$

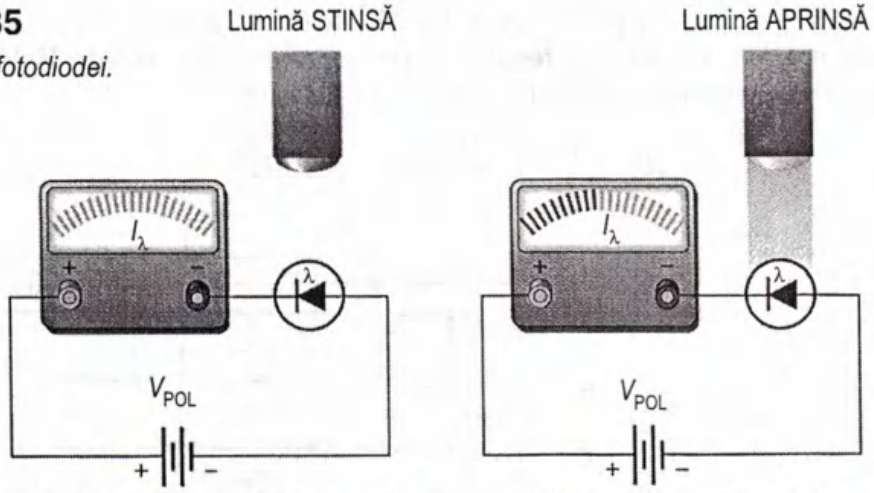
Aceste calcule arată că fotodioda poate fi utilizată ca dispozitiv cu rezistența variabilă, comandată de intensitatea luminii.

Figura 3-35 arată că fotodioda nu permite practic trecerea unui curent invers (cu excepția unui foarte mic curent de întuneric) atunci când nu este luminată. Când un fascicul de lumină cade pe ea, prin fotodiodă trece un curent invers care este proporțional cu intensitatea luminii (cu iradierea).

Foi de catalog pentru fotodiode

În figura 3-36 este prezentată parțial o foaie de catalog pentru fotodioda MRD821. Observați că tensiunea inversă maximă este de 35 V, iar valoarea tipică a curentului de întuneric (curentul invers în absența luminii) este de 3 nA la tensiunea inversă de 10 V. După cum reiese din graficele din fig. (b) și (c), curentul de întuneric (rezidual) crește la creșterea tensiunii inverse și a temperaturii.

FIGURA 3-35
Funcționarea fotodiodei.



(a) În absența luminii nu circulă curent, cu excepția curentului de întuneric – neglijabil

(b) În prezența luminii, rezistența scade și apare curentul invers (de iluminare)

Sensibilitatea În graficul prezentat în fig. (d) puteți observa că sensibilitatea maximă a dispozitivului corespunde lungimii de undă de 940 nm. Graficul răspunsului unghiular din fig. (e) prezintă o suprafață extinsă de răspuns, exprimat ca sensibilitate relativă. La 50° de o parte și de cealaltă față de direcția preferențială, sensibilitatea scade la aproximativ 80% din valoarea maximă.

În fig. 3-36(a), valoarea tipică dată pentru sensibilitate este de 50 μA/mW/cm² pentru lungimea de undă de 940 nm și tensiunea inversă de 20 V. Aceasta înseamnă că dacă iradierea este, spre exemplu, de 1 mW/cm², curentul invers (la lumină) este de 50 μA, iar dacă iradierea este de 0,5 mW/cm², curentul invers este de 25 μA.

EXEMPLUL 3-12

O fotodiodă MRD821 este expusă la radiație infraroșie cu lungimea de undă de 1000 nm și iradierea (H) de 2,5 mW/cm². Lumina cade pe fotodiodă sub un unghi de 35°. Determinați curentul invers (I_λ) care circulă prin dispozitiv ca răspuns.

Rezolvare

Din foaia de catalog din fig. 3-36 rezultă că sensibilitatea fotodiodei este de 50 μA/mW/cm² la 940 nm. Lumina care cade pe fotodiodă are lungimea de undă de 1000 nm. Din graficul din figura (d) rezultă că sensibilitatea (S) la 1000 nm este de aproximativ 83% din sensibilitatea la 940 nm.

$$S_{1000} = 0{,}83S_{940} = 0{,}83(50\ \mu A/mW/cm^2) = 41{,}5\ \mu A/mW/cm^2$$

Și unghiul sub care cade lumina contribuie la reducerea sensibilității. Din graficul din fig. 3-36(e) rezultă că la un unghi de 35° față de direcția preferențială (0°) sensibilitatea relativă este de aproximativ 90%.

$$S = 0{,}9(41{,}5\ \mu A/mW/cm^2) = 37{,}4\ \mu A/mW/cm^2$$

Pentru iradierea (H) de 2,5 mW/cm², curentul invers (la lumină) este:

$$I_\lambda = S \times H = (37{,}4\ \mu A/mW/cm^2)(2{,}5\ mW/cm^2) = \mathbf{93{,}5\ \mu A}$$

Exercițiu complementar Determinați răspunsul în curent invers al fotodiodei MRD821 la iradierea de 1 mW/cm², pentru lungimea de undă de 900 nm și unghiul de incidență a luminii de 60° față de direcția preferențială.

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea inversă	V_R	35	V
Curentul direct – continuu	I_F	100	mA
Puterea disipată totală la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	150 3,3	mW mW/°C
Gama de temperaturi a mediului ambiant de funcționare	T_A	–30 ... +70	°C
Temperatura de stocare	T_{stg}	–40 ... +80	°C
Temperatura de lipire a terminalelor, max. 5 secunde, la 1,5 mm de capsulă	–	260	°C

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Curentul la întuneric (V_R = 10 V)	I_D	–	3	30	nA
Capacitatea (f = 1 MHz, V = 0)	C_J	–	175	–	pF

Caracteristici optice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

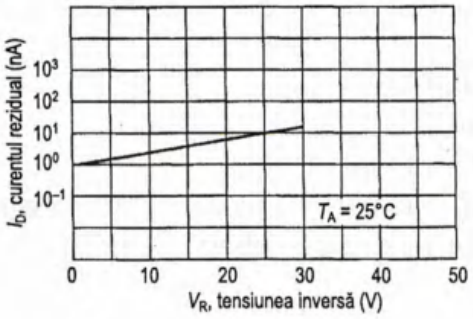
Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Lungimea de undă la sensibilitatea maximă	λ_{max}	–	940	–	nm
Domeniul spectral	$\Delta\lambda$	–	170	–	nm
Sensibilitatea (λ = 940 nm, V_R = 20 V)	S	–	50	–	μA/m W/cm²
Coeficientul de temperatură al sensibilității	ΔS	–	0,18	–	%W
Semiunghiul de sesizare	φ	–	±70	–	°
Curentul de scurtcircuit (E_v = 1000 lx)	I_S	–	50	–	μA
Tensiunea de gol (E_v = 1000 lx)	V_L	–	0,3	–	V

MRD 821

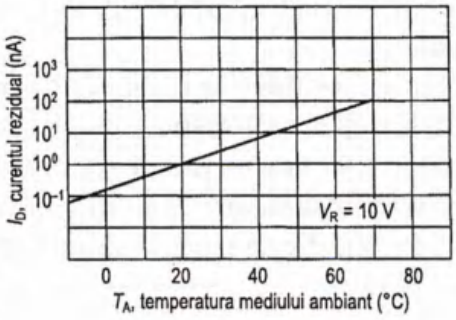
FIGURA 3-36

Fragment de foaie de catalog pentru fotodioda MRD821.

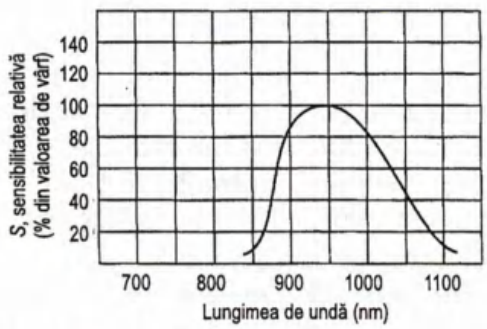
(a) Valori limită și caracteristici



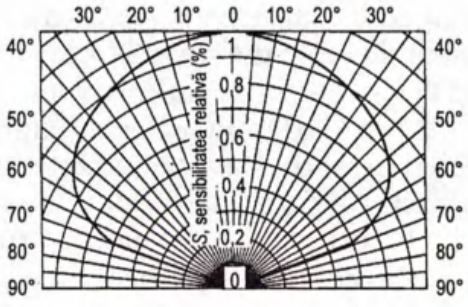
(b) Curentul de întuneric în funcție de tensiunea inversă



(c) Curentul de întuneric în funcție de temperatură



(d) Sensibilitatea spectrală relativă



(e) Răspunsul unghiular

SECȚIUNEA 3-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Numiți două feluri de LED-uri din punctul de vedere al spectrului luminii emise de ele.
2. Care lumină are lungimea de undă mai mare: cea din domeniul vizibil sau din infraroșu?
3. În ce tip de polarizare funcționează în mod normal LED-urile?
4. Ce se întâmplă cu emisia de lumină a unui LED la creșterea curentului direct?
5. Căderea de tensiune directă pe un LED este de 0,7 V; ADEVĂRAT sau FALS?
6. În ce tip de polarizare funcționează în mod normal fotodiodele?
7. Ce se întâmplă cu rezistența internă în conducție inversă a unei fotodiode la creșterea intensității luminii incidente (a iradierii)?
8. Ce este *curentul de întuneric*?

3-5 ALTE TIPURI DE DIODE

În această secțiune vom prezenta câteva tipuri de diode importante, dar pe care sunt puține șanse să le întâlniți lucrând ca tehnician. Acestea sunt: diode stabilizatoare de curent, Schottky, tunel, pin, ultrarapide și laser.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați caracteristicile fundamentale ale diodelor stabilizatoare de curent, Schottky, tunel, *pin*, ultrarapide și laser.

- Să recunoașteți simbolurile diferitelor diode
- Să explicați modul în care dioda stabilizatoare de curent menține un curent direct constant
- Să descrieți caracteristicile diodei Schottky
- Să descrieți caracteristicile diodei *pin*
- Să descrieți caracteristicile diodei ultrarapide
- Să descrieți caracteristicile diodei tunel și să explicați rezistența sa negativă
- Să descrieți dioda laser și să arătați prin ce se deosebește de LED-uri

Dioda stabilizatoare de curent

Dioda stabilizatoare de curent mai este denumită uneori diodă de curent constant. În loc să mențină constantă tensiunea, ca dioda Zener, această diodă menține constant curentul. Simbolul ei este prezentat în fig. 3-37.

Dioda stabilizatoare de curent funcționează în polarizare directă, iar curentul direct este o constantă dată la o tensiune directă cuprinsă în gama 1,5 V ... 6 V, în funcție de tipul diodei. Curentul direct constant se numește *curent de stabilizare* și se notează I_P. De exemplu, seria 1N5283 – 1N5314 are curentul nominal de stabilizare între 220 μA și 4,7 mA. Aceste diode pot fi conectate în paralel pentru obținerea unor curenți de valori mai mari.

În fig. 3-38 este reprezentat graficul caracteristicii unei diode stabilizatoare de curent tipice. În primul rând, observați că această diodă nu prezintă o regiune de străpungere inversă bine definită, așa încât curentul invers începe să crească la valori V_R sub 1 V. Un asemenea dispozitiv nu trebuie să funcționeze în polarizare inversă.

În polarizare directă, dioda începe să stabilizeze la tensiunea de limitare V_L și continuă până la o valoare de stabilizare de vârf, $V_{V(STAB)}$*. Remarcați că între V_K și $V_{V(STAB)}$ curentul păstrează o valoare practic constantă. V_T este tensiunea de control al curentului de stabilizare, pentru care I_P și impedanța diodei, Z_T, sunt date în foaia de catalog. Impedanța Z_T are valori foarte mari, cuprinse între 235 kΩ și 25 MΩ în cazul seriei de diode menționate mai sus.

FIGURA 3-37
Simbolul diodei stabilizatoare de curent.

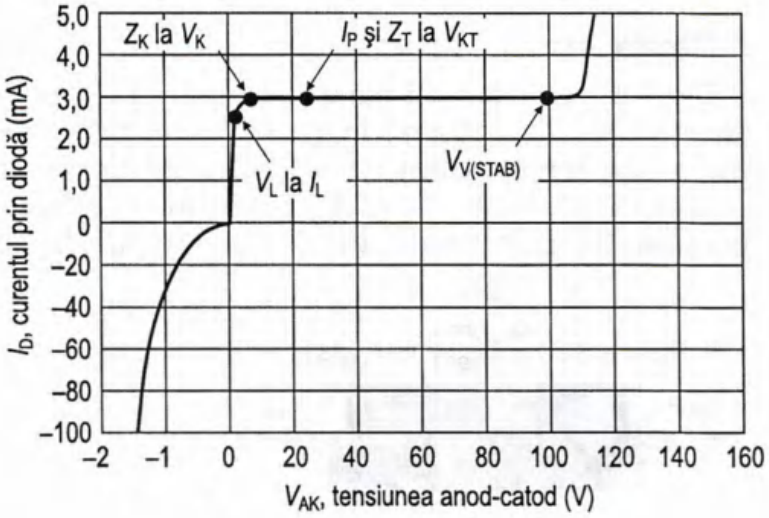


FIGURA 3-38
Graficul tipic al caracteristicii unei diode stabilizatoare de curent.

Dioda Schottky

Diodele Schottky sunt utilizate în special în circuite de înaltă frecvență și comutare rapidă. Simbolul diodei Schottky este prezentat în fig. 3-39. Dioda Schottky se realizează prin alăturarea unei regiuni de semiconductor dopat (de obicei, *n*) și a unui metal ca aurul, argintul sau platina. Deci în locul unei joncțiuni *pn* se formează o joncțiune metal-semiconductor, ca în fig. 3-40. Căderea tipică de tensiune directă pe dioda Schottky este în jur de 0,3 V.

FIGURA 3-39
Simbolul diodei Schottky.

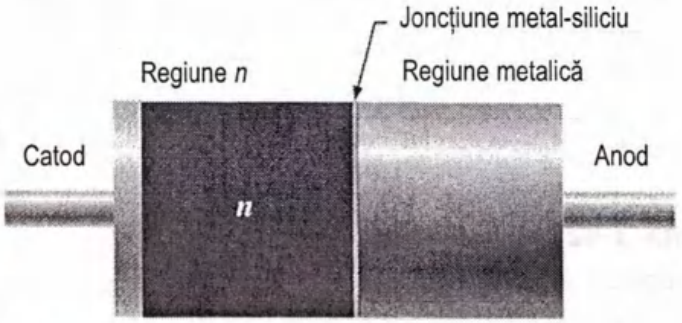


FIGURA 3-40
Structura internă de principiu a diodei Schottky.

* Notată, în original, POV – *p*eak *o*perating *v*oltage. (n. t.)

Dioda Schottky funcționează numai cu purtători majoritari. Nu există purtători minoritari și deci nici curent rezidual invers, ca la alte tipuri de diode. Regiunea metalică este ocupată din plin cu electroni situați în banda de conducție, iar regiunea semiconductoare de tip *n* este dopată slab. La polarizarea directă, electronii cu energii mai mari din regiunea *n* sunt injectați în regiunea metalică, unde își cedează foarte repede surplusul de energie. Întrucât nu există purtători minoritari, ca la diodele redresoare obișnuite, răspunsul la schimbarea condițiilor de polarizare este foarte rapid. Dioda Schottky este o diodă de comutare rapidă, aceasta fiind proprietatea pentru care este folosită în majoritatea aplicațiilor. Mai este folosită în circuitele de înaltă frecvență și în multe circuite digitale pentru a reduce timpul de comutare.

Dioda *pin*

Dioda *pin* este formată din două regiuni, *n* și *p*, puternic dopate și separate de un strat intrinsec (*i*), cum se observă în fig. 3-41(a). În polarizare inversă, dioda *pin* se comportă ca o capacitate aproape constantă. În polarizare directă funcționează ca o rezistență variabilă comandată în curent. Modul de funcționare este ilustrat în fig. 3-41(b) și (c). Rezistența, de valoare mică, în conducție directă a regiunii intrinseci scade la creșterea curentului.

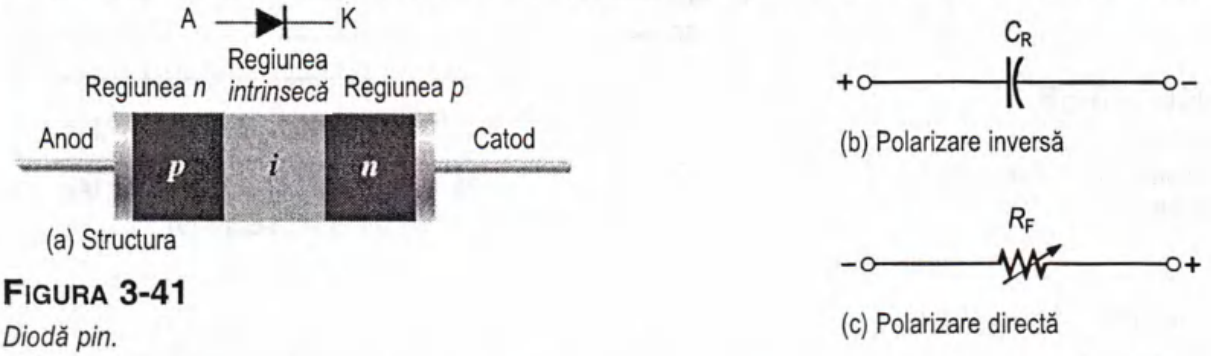


FIGURA 3-41
Diodă pin.

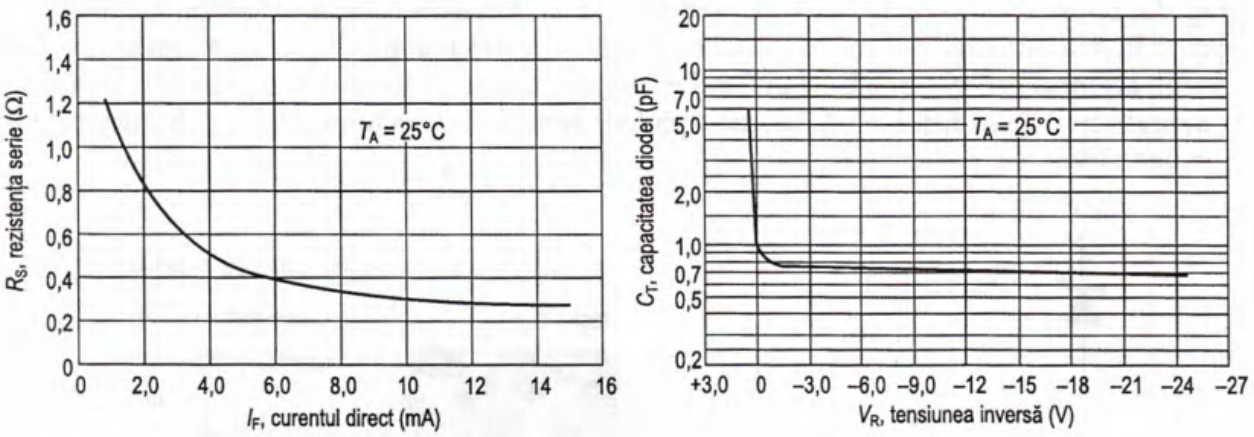


FIGURA 3-42
Caracteristicile diodei pin.

Caracteristicile aferente rezistenței serie în conducție directă și capacității în conducție inversă sunt cele reprezentate grafic în fig. 3-42, pentru o diodă *pin* uzuală.

Dioda *pin* este utilizată în domeniul microundelor drept comutator comandat în tensiune continuă de variațiile rapide ale tensiunii de polarizare sau ca dispozitiv de modulare, caz în care se exploatează proprietatea sa de a avea rezistența variabilă în conducție

directă. Deoarece în joncțiunea *pn* nu are loc nici un fel de redresare, o variație de joasă frecvență a tensiunii de polarizare poate modula un semnal de înaltă frecvență. Dioda *pin* se mai folosește și în circuite de atenuare datorită faptului că rezistența ei poate fi comandată prin intensitatea curentului. Anumite tipuri de diode *pin* sunt utilizate ca fotodetectoare în circuitele cu fibre optice.

Dioda ultrarapidă

Dioda ultrarapidă este realizată prin dopare progresivă, nivelul de dopare a semiconductorului scăzând pe măsura apropierii de joncțiunea *pn*. Aceasta face ca timpul de comutare la închidere să fie foarte redus datorită faptului că sarcina înmagazinată se poate elibera foarte repede la comutarea de la polarizarea directă la cea inversă. De asemenea, este posibilă restabilirea rapidă a curentului direct la comutarea de la polarizarea inversă la cea directă. Dioda ultrarapidă este folosită în circuitele de foarte înaltă frecvență (VHF) și de comutare rapidă.

Dioda tunel

Dioda tunel prezintă o însușire deosebită, cunoscută sub numele de *rezistență negativă*. Aceasta îi conferă utilitatea în oscilatoare și în amplificatoarele de microunde. În fig. 3-43 apar cele două varinte de simbolizare. La realizarea diodelor tunel se folosește arseniura de germaniu sau de galiu, iar regiunile *n* și *p* se dopează mult mai puternic decât în cazul diodelor redresoare obișnuite. Din cauza dopării puternice, regiunea golită este foarte îngustă. Din același motiv este posibilă conducția la tensiuni inverse, astfel încât nu apare fenomenul de străpungere, ca la diodele redresoare obișnuite. Toate acestea sunt ilustrate în fig. 3-44.

De asemenea, lățimea extrem de redusă a regiunii golite permite trecerea ca prin „tunel" a electronilor prin joncțiunea *pn* la tensiuni de polarizare directă foarte scăzute, astfel că dioda se comportă ca un conductor. Acest mod de lucru corespunde porțiunii dintre punctele *A* și *B* din fig. 3-44. Începând cu punctul *B*, tensiunea directă începe să constituie o barieră, iar curentul începe să scadă pe măsură ce tensiunea directă crește în continuare. Aceasta este *regiunea de rezistență negativă*.

$$R_F = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F}$$

Acest fenomen este invers celui descris de legea lui Ohm, când creșterea tensiunii implică o creștere a curentului. După punctul *C*, dioda se comportă ca orice diodă obișnuită polarizată direct.

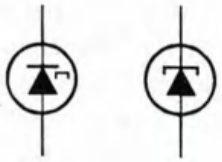


FIGURA 3-43
Simbolurile diodei tunel.

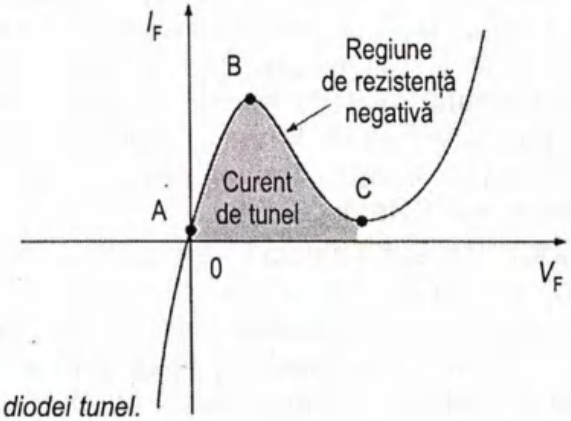


FIGURA 3-44
Graficul caracteristicii diodei tunel.

Aplicație Un circuit rezonant paralel poate fi reprezentat printr-o capacitate, o inductanță și o rezistență în paralel, ca în fig. 3-45(a). R_P este rezistența paralel echivalentă rezistenței serie a înfășurării bobinei. Când circuitul este forțat să intre în oscilație prin aplicarea unei tensiuni ca în fig. 3-45(b), la ieșire se obține o sinusoidă amortizată. Amortizarea se datorează rezistenței circuitului oscilant, care împiedică menținerea oscilațiilor din cauza pierderii de energie la trecerea curentului prin rezistență.

Dacă în serie cu circuitul oscilant se conectează o diodă tunel polarizată astfel încât să funcționeze la mijlocul porțiunii de rezistență negativă a caracteristicii sale (fig. 3-46), la ieșire se vor obține oscilații întreținute (o tensiune sinusoidală constantă). Explicația: rezistența negativă a diodei tunel compensează rezistența pozitivă a circuitului oscilant.

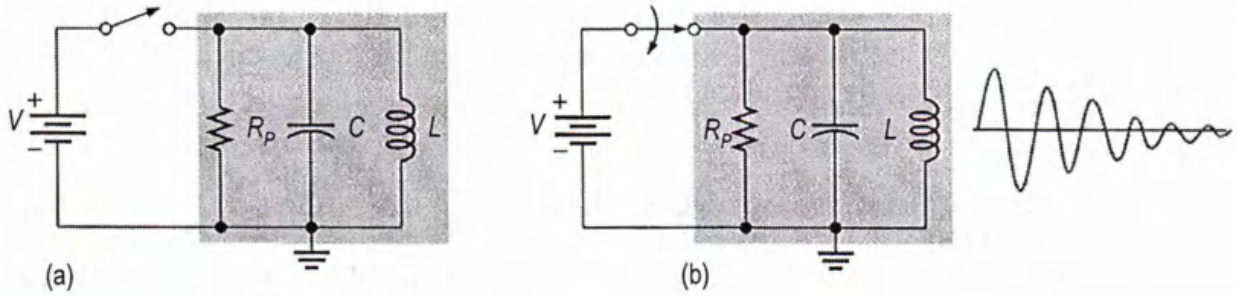


FIGURA 3-45

Circuit rezonant paralel.

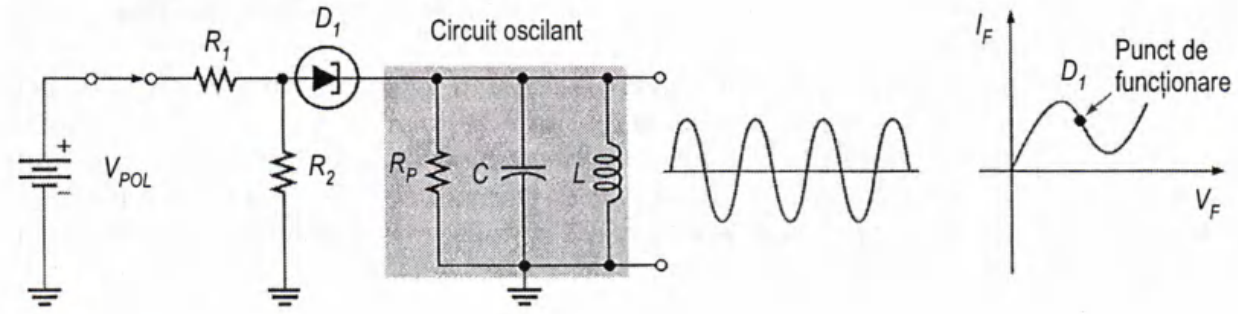


FIGURA 3-46

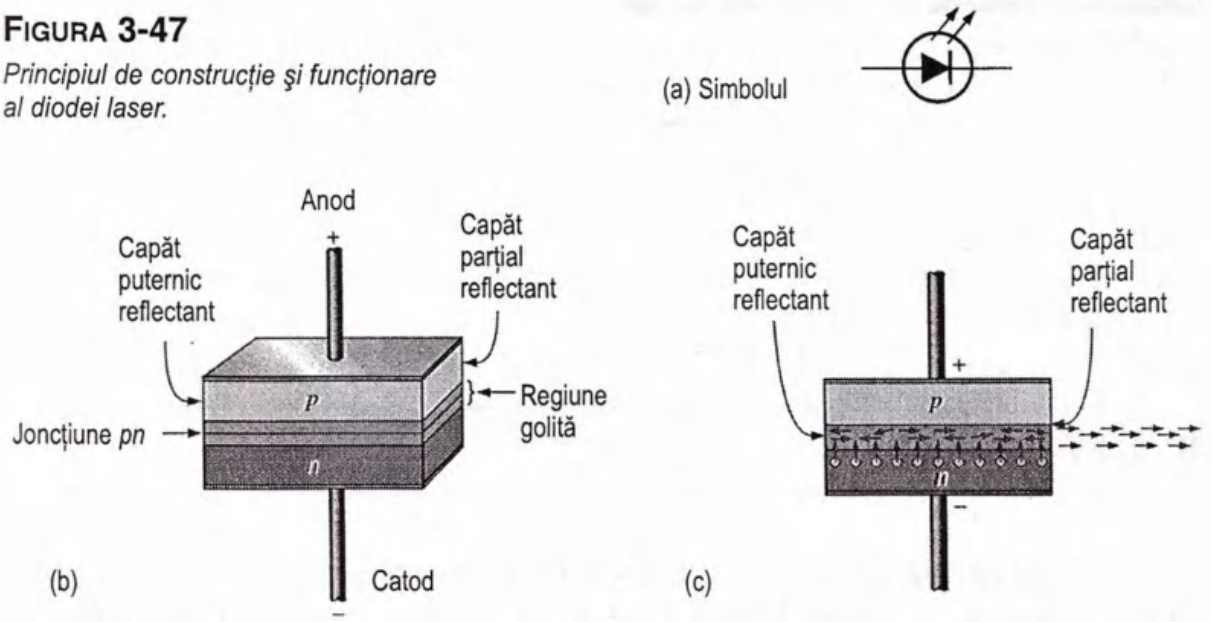
Schema de principiu a oscilatorului cu diodă tunel.

Dioda laser

Cuvântul laser provine de la „*l*ight *a*mplification by *s*timulated *e*mission of *r*adiation", în limba română „amplificarea luminii prin emisie stimulată de radiații". Lumina laserului este **monocromatică**, adică de o singură culoare, nu un amestec de culori. Lumina laserului mai este numită **lumină coerentă**, adică având o singură lungime de undă, spre deosebire de lumina necoerentă, care conține o bandă largă de lungimi de undă. Dioda laser emite lumină coerentă, pe când LED-urile emit lumină necoerentă. Simbolul este cel din fig. 3-47(a).

Structura de bază a diodei laser este prezentată în fig. 3-47(b). Joncțiunea *pn* este formată din două straturi de arseniură de galiu dopată. Lungimea joncțiunii *pn* determină cu exactitate lungimea de undă a luminii emise. La unul din capetele joncțiunii se află o suprafață puternic reflectantă, iar la celălalt capăt, una parțial reflectantă, realizate prin lustruirea materialelor. Terminalele dau posibilitatea conectării anodului și catodului în circuite exterioare.

FIGURA 3-47
Principiul de construcție și funcționare al diodei laser.



În principiu, modul de funcționare este următorul. Joncțiunea *pn* este polarizată direct de la o sursă de tensiune externă. Pe măsură ce electronii traversează joncțiunea are loc recombinarea, exact ca la o diodă obișnuită. Când electronii se recombină cu golurile se eliberează fotoni. Fotonii emiși pot ciocni alți atomi care, la rândul lor, eliberează fotoni. Când curentul direct crește, în regiunea golită pătrund mai mulți electroni, ceea ce duce la emisia unui număr mai mare de fotoni. La un moment dat, câțiva dintre fotonii care se deplasează haotic prin regiunea golită ciocnesc perpendicular suprafața reflectantă. Aceștia revin în regiunea golită, ciocnind alți atomi și eliberând fotoni suplimentari, prin efectul de avalanșă. Mișcarea de du-te-vino a fotonilor se amplifică și ei se acumulează ca într-un „bulgăre" până când formează un fascicul laser foarte intens, care părăsește dioda prin suprafața parțial reflectantă a joncțiunii *pn*.

Toți fotonii eliberați în acest proces sunt identici din punctul de vedere al nivelului energetic, al defazajului și al frecvenței. Deci din dioda laser se emite o lumină intensă cu o singură lungime de undă, cum se arată în fig. 3-47(c). Diodele laser sunt caracterizate de un nivel de prag al curentului: la curenți mai mari decât nivelul de prag se amorsează efectul laser; sub acest nivel, dioda se comportă ca un LED, emițând lumină necoerentă.

Aplicație Diodele laser și fotodiodele sunt utilizate în blocul de culegere a semnalului al cititoarelor de CD-uri. Informația audio (sunetul) este înregistrat digital, în sistem stereofonic, pe suprafața CD-ului, sub formă de „adâncituri" (pits) și „suprafețe netede" (flats) microscopice. O lentilă focalizează fasciculul laser de la diodă pe suprafața CD-ului. Când CD-ul se rotește, lentila și fasciculul laser urmăresc pistele, fiind acționate de un servomotor. Lumina laser, ale cărei caracteristici sunt modificate de adâncițurile și suprafețele netede de pe CD, este reflectată de acestea, printr-un sistem optic cu lentilă, către niște fotodiode detectoare de infraroșu. Semnalul de la ieșirea fotodiodelor este apoi utilizat la reproducerea sunetului înregistrat digital.

SECȚIUNEA 3-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt cele două tensiuni între care funcționează o diodă stabilizatoare de curent?
2. Care sunt principalele domenii de aplicație ale diodelor Schottky?
3. Care este principala proprietate a diodelor tunel?
4. Care este principala aplicație a diodelor tunel?
5. Numiți cele trei regiuni ale diodei *pin*.
6. Ce semnificație are cuvântul *laser*?
7. Ce deosebire este între lumina necoerentă și cea coerentă și care dintre acestea este produsă de dioda laser?

3-6 DEPANARE

În această secțiune veți afla în ce mod o diodă Zener defectă poate modifica tensiunea continuă de ieșire a unei surse de alimentare. Ca și alte tipuri de diode, cele Zener se pot întrerupe, pot funcționa necorespunzător din cauza creșterii rezistenței interne cu mult peste valoarea normală sau se pot străpunge (scurtcircuita).

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să depanați stabilizatoarele cu diode Zener

- ▶ Să recunoașteți efectele întreruperii unei diode Zener.
- ▶ Să recunoașteți efectele creșterii în exces a impedanței unei diode Zener.

Sursă de alimentare cu c.c. cu stabilizator cu diodă Zener

Figura 3-48 prezintă o sursă de alimentare cu c.c., cu filtrare, care furnizează o tensiune constantă de 24 V, aceasta urmând a fi stabilizată la valoarea de 15 V cu ajutorul unei diode Zener. Dioda Zener 1N4744 este cea despre care am discutat în exemplul 3-7. Tensiunea stabilizată de ieșire în gol este de 15,5 V, după cum se vede în fig. (a). La curentul Zener maxim (I_{ZM}), această diodă ar trebui să furnizeze o tensiune de 15,7 V. În fig. (b) s-a conectat un potențiometru, care constituie rezistența de sarcină variabilă. Controlul stabilizării se face cu sarcina minimă, deci la curentul Zener minim (I_{ZK}). Aparatul de măsură indică 14,8 V, valoare aproximativ apropiată de cea rezultată din caracteristicile de catalog, de 14,76 V.

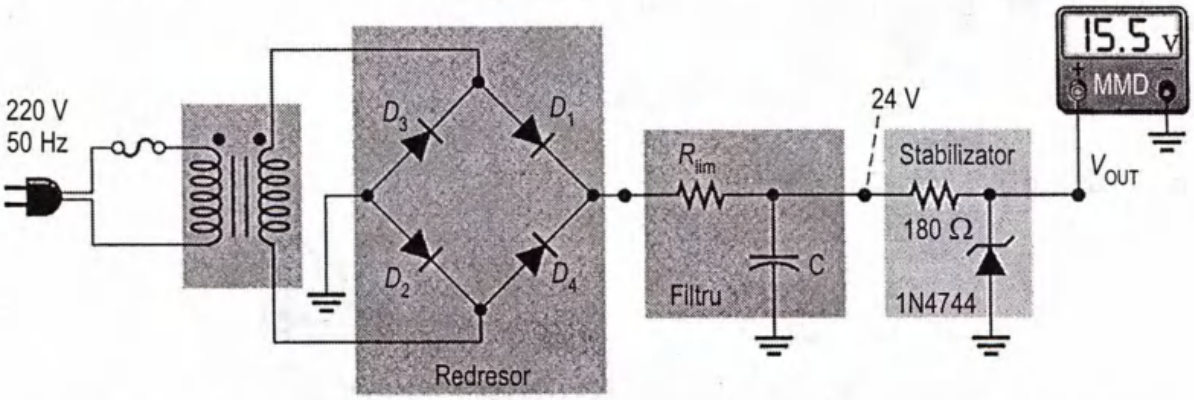
$$I_T = \frac{24\text{ V} - 14{,}76\text{ V}}{180\ \Omega} = 51{,}3\text{ mA}$$

$$I_S = 51{,}3\text{ mA} - 0{,}25\text{ mA} = 51{,}1\text{ mA}$$

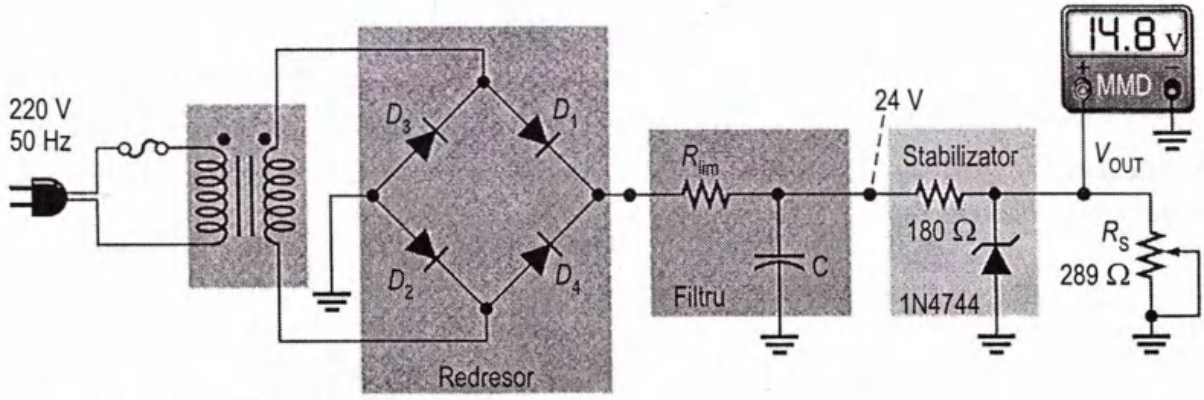
$$R_{S(min)} = \frac{14{,}76\text{ V}}{51{,}1\text{ mA}} = 289\ \Omega$$

Cazul 1: Dioda Zener este întreruptă Dacă dioda Zener se întrerupe, la testarea sursei de alimentare se obțin valorile indicate în fig. 3-49. La testarea în gol, în montajul din fig. (a), tensiunea de ieșire este de 24 V deoarece nu există nici o cădere de tensiune între ieșirea filtrului și borna de ieșire a sursei. Aceasta indică în mod clar o întrerupere între borna

de ieşire şi masă. La testarea în sarcină minimă, tensiunea de 14,8 V se obţine de pe divizorul de tensiune format din rezistorul serie de 180 Ω şi sarcina de 289 Ω. În acest caz, rezultatul este mult prea apropiat de valoarea normală pentru a ne face să suspectăm o defecţiune, dar măsurarea în gol ne-o poate confirma. De asemenea, când dioda Zener este întreruptă, dacă variem R_S va varia şi V_{OUT}.



(a) Tensiunea corectă de ieşire în gol

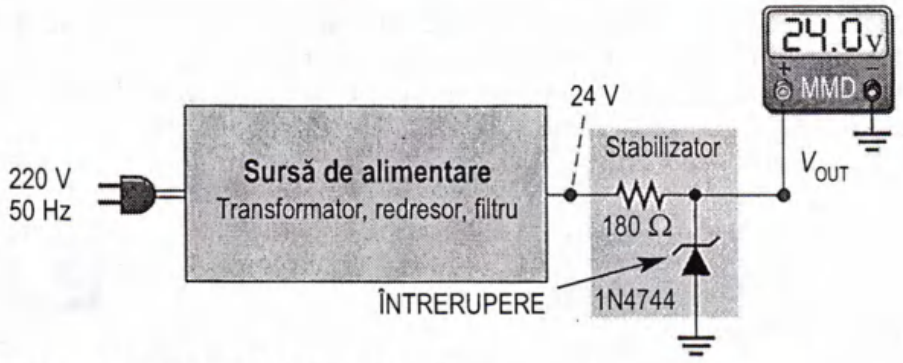


(b) Tensiunea corectă de ieşire cu sarcina minimă

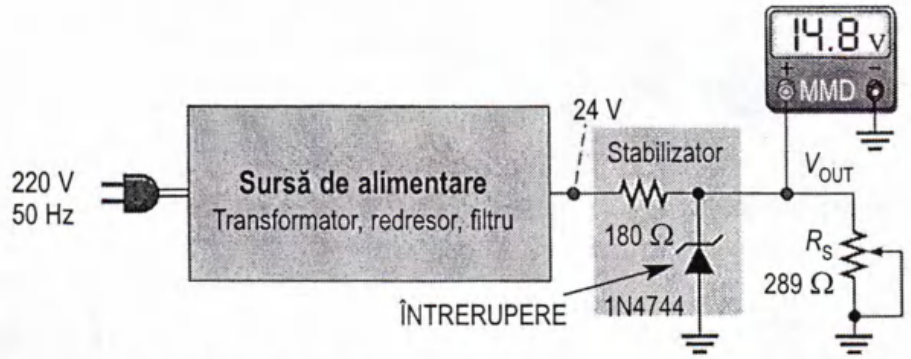
FIGURA 3-48

Testarea sursei de alimentare cu stabilizator cu diodă Zener.

Cazul 2: Impedanţa Zener este prea mare După cum se observă în fig. 3-50, o testare în gol care are ca rezultat o tensiune de ieşire mai mare decât tensiunea maximă de stabilizare, dar mai mică decât tensiunea de ieşire a sursei fără stabilizator indică faptul că dioda Zener nu funcţionează la parametrii normali, impedanţa sa internă fiind mult mai mare decât valoarea prescrisă. În acest caz, tensiunea de ieşire de 20 V este cu 4,5 V mai mare decât valoarea normală, de 15,5 V. Surplusul de tensiune provine din căderea de tensiune pe impedanţa internă mărită a diodei Zener.



(a) Măsurare în gol cu dioda Zener întreruptă



(b) Întreruperea diodei Zener nu poate fi detectată din măsurarea cu sarcina minimă

FIGURA 3-49

Indiciile întreruperii diodei Zener.

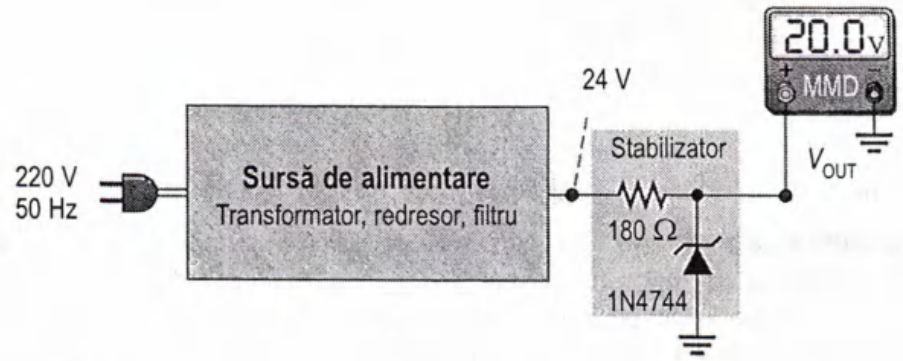


FIGURA 3-50

Indiciul creşterii impedanţei Zener.

SECȚIUNEA 3-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt simptomele întreruperii diodei Zener din stabilizatorul unei surse de alimentare cu filtrare?
2. Dacă dioda Zener dintr-un stabilizator se defectează și își mărește impedanța Zener, tensiunea de ieșire va fi mai mare sau mai mică decât cea normală?
3. Dacă măsurați 0 V la ieșirea unei surse de alimentare cu stabilizator cu diodă Zener, care sunt defectele cele mai probabile?
4. Dioda Zener din stabilizatorul unei surse de alimentare s-a întrerupt. Ce veți observa conectând la ieșire un voltmetru și variind rezistența de sarcină în limitele de stabilizare?

3-7 APLICAȚIE PRACTICĂ

Ați fost desemnat să modificați cartela cu circuitul sursei de alimentare prezentate în aplicația practică din capitolul 2. Trebuie să îi adăugați circuite de stabilizare și de emisie și detecție a luminii, toate acestea urmând a fi utilizate într-un nou aparat realizat de firma la care lucrați. Aparatul va fi instalat într-o fabrică de echipament sportiv, pentru a stabili și a verifica numărul de mingi de tenis introduse în ambalaje de diverse dimensiuni în vederea livrării. Pentru a vă achita de îndatoriri va trebui să aplicați cunoștințele acumulate din capitolul de față.

Sistemul de numărare și comandă

Acest sistem este folosit la numărarea mingilor de tenis care cad în cutiile în care se livrează. Poate fi utilizat pentru numărarea la ambalare a multor tipuri de produse. Partea din sistem care cade în sarcina dumneavoastră este formată din sursa de tensiune stabilizată, un circuit de emisie în infraroșu și un detector de infraroșu, toate pe aceeași cartelă.

Sistemul mai cuprinde un circuit de prag, care preia semnalul de la ieșirea detectorului de infraroșu și transmite la ieșire un impuls către un numărător digital. De la ieșirea numărătorului se transmite un semnal către un dispozitiv de afișare și către un mecanism care oprește fluxul mingilor la completarea unei cutii. Principiul sistemului și schema bloc sunt prezentate în fig. 3-51.

Circuitul sursei de alimentare

Sursa de alimentare cu c.c. este cea realizată în cadrul aplicației practice din capitolul 2, cu excepția faptului că i se adaugă un stabilizator de tensiune cu diodă Zener, ca în schema din fig. 3-52. Pe lângă acestea, noua cartelă va mai cuprinde circuitele emițătorului și detectorului de IR. Caracteristicile principale ale sursei de alimentare sunt:

1. Tensiunea de intrare: 115 V ef, 60 Hz
2. Tensiunea de ieșire nestabilizată: 12 Vc.c. ± 10%
3. Tensiunea de ieșire stabilizată: 5,1 Vc.c. ± 10%
4. Factorul de ondulație maxim: 3%
5. Curentul maxim prin sarcină: 100 mA

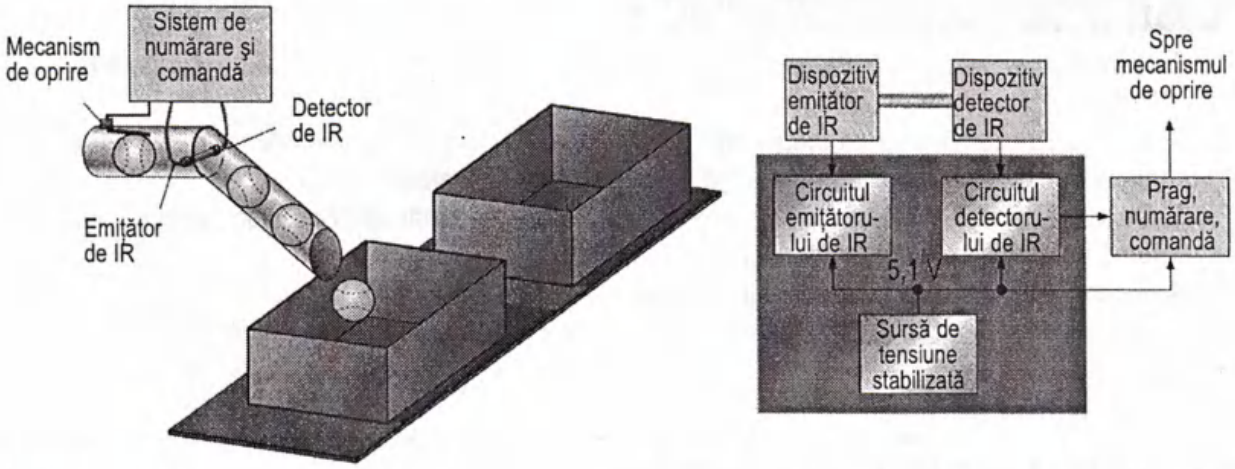


FIGURA 3-51

Principiul şi schema bloc aferente sistemului de numărare şi comandă.

Componentele sursei de alimentare

- *Sursa de alimentare, cu excepţia stabilizatorului* Această parte a circuitului este cea realizată în capitolul 2.
- *Stabilizatorul* Alegeţi dioda Zener cu care veţi construi stabilizatorul. Consultaţi în acest scop foaia de catalog din fig. 3-7(a).
- *Rezistorul de limitare* Determinaţi valoarea rezistorului de limitare din componenţa stabilizatorului.
- *Siguranţa fuzibilă* Determinaţi valoarea adecvată pentru siguranţa fuzibilă a sursei.

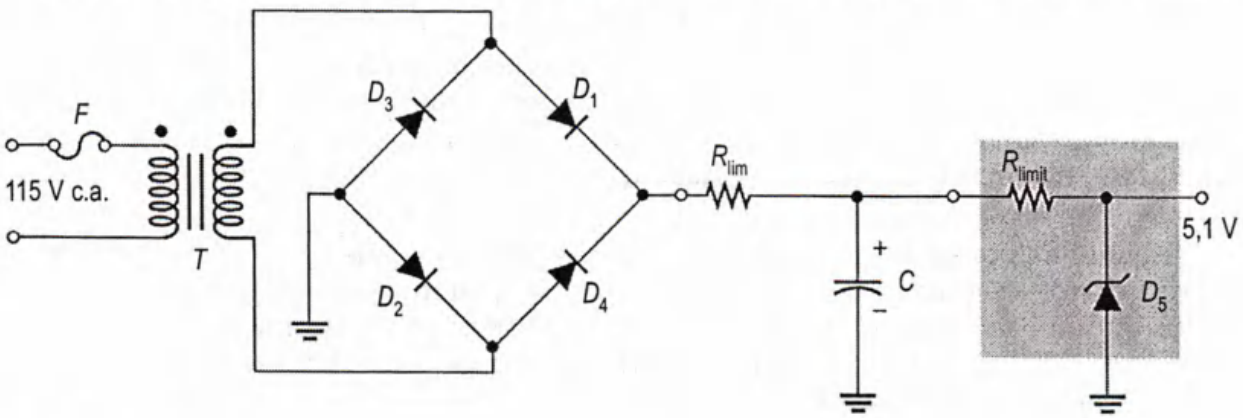


FIGURA 3-52

Schema iniţială a sursei de tensiune stabilizată.

Circuitele emiţătorului şi detectorului de IR

Dioda luminescentă MLED81 este utilizată ca emiţător IR, iar MRD821 va fi detectorul IR. Aceste dispozitive sunt plasate de o parte şi de alta a tubului prin care cad mingile. Diametrul tubului este cu 1,5 cm mai mare decât diametrul mingilor. LED-ul emite un fascicul constant de lumină infraroşie drept spre fotodiodă; acesta va fi întrerupt ori de câte ori prin tub va trece câte o minge.

Detectorul de IR sesizează întreruperea fasciculului de lumină și furnizează la ieșire un salt de tensiune pozitiv de minimum 3 V către circuitul de prag, care, printr-un impuls, incrementează valoarea de pe contorul digital. Valoarea de pe contor este incrementată cu 1 de fiecare dată când o minge trece prin dreptul fasciculului de IR. Când în cutie a căzut un număr de mingi prestabilit, circuitul de comandă dă un semnal pentru acționarea mecanismului de oprire. Sistemul este apoi reinițializat pentru umplerea următoarei cutii.

Atât LED-ul cât și fotodioda sunt conectate printr-un cablu cu patru fire la rezistoarele lor serie de limitare a curentului și la sursa de tensiune, aflate pe cartela de circuit. În fig. 3-53 sunt prezentate circuitele de principiu ale emițătorului și detectorului de IR.

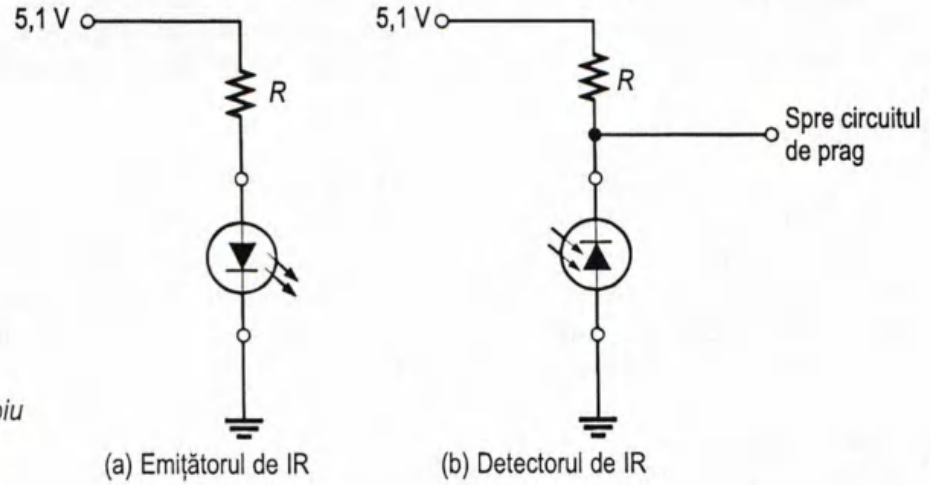


FIGURA 3-53
Schemele de principiu ale emițătorului și detectorului de IR.

Componentele emițătorului și ale detectorului de IR

- *Distanța dintre emițător și detector* Calculați distanța dintre LED și fotodiodă (diametrul tubului) ținând cont de diametrul mingilor (7,3 cm) și de spațiul liber de 1,5 cm.
- *Rezistorul serie de limitare a curentului aferent emițătorului* Calculați valoarea rezistorului serie de limitare a curentului astfel încât la nivelul detectorului să se obțină iradierea (H) maximă posibilă. Presupuneți că emițătorul și detectorul sunt astfel amplasate încât răspunsul unghiular să fie maxim. Consultați foaia de catalog din fig. 3-31.
- *Rezistorul detectorului de IR* Calculați valoarea rezistorului detectorului de IR astfel încât trecerea fotodiodei de la lumină la întuneric să aibă ca rezultat furnizarea la ieșire, către circuitul de prag, a unui salt în tensiune de minimum 3 V. Consultați foaia de catalog din fig. 3-36.

Schema

Desenați schema completă, cuprinzând sursa de tensiune stabilizată, emițătorul și detectorul de IR.

Cartela cu circuitul imprimat

- Verificați conformitatea cu schema a cartelei cu circuitul imprimat din fig. 3-54.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

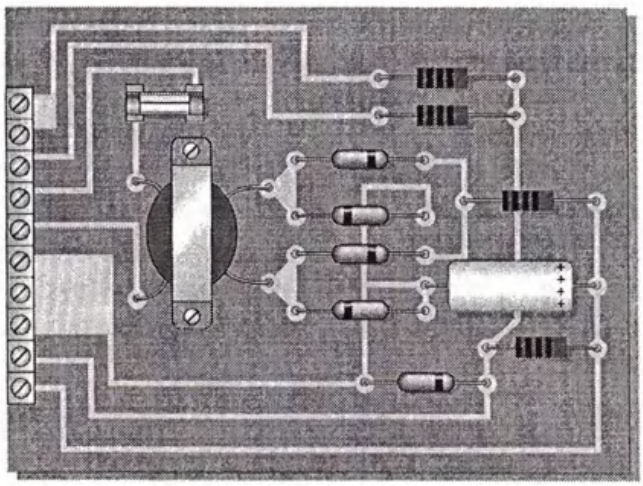
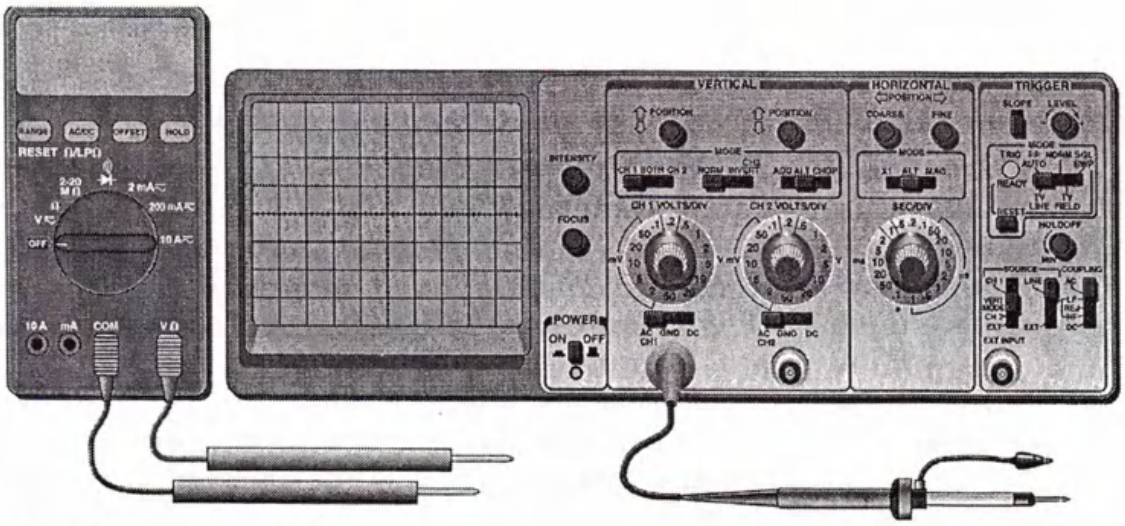


FIGURA 3-54

Cartela cu circuitul imprimat cuprinzând sursa de alimentare, emițătorul și detectorul de IR. Benzile negre de pe rezistoare reprezintă valori pe care trebuie să le determinați dumneavoastră.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a sursei de tensiune stabilizată, emițătorului și detectorului de IR, folosind punctele de măsură (cerculețele numerotate) indicate, la bancul de testare prezentat în fig. 3-55. Aveți la dispoziție o construcție de probă, realizată dintr-un tub care poate fi obturat pentru scurt timp cu o placă, aceasta simulând condițiile de funcționare ale LED-ului și fotodiodei.



V ≂ Indică funcția în c.c. / c.a.

Simbolul diodei indică poziția pentru testarea diodelor

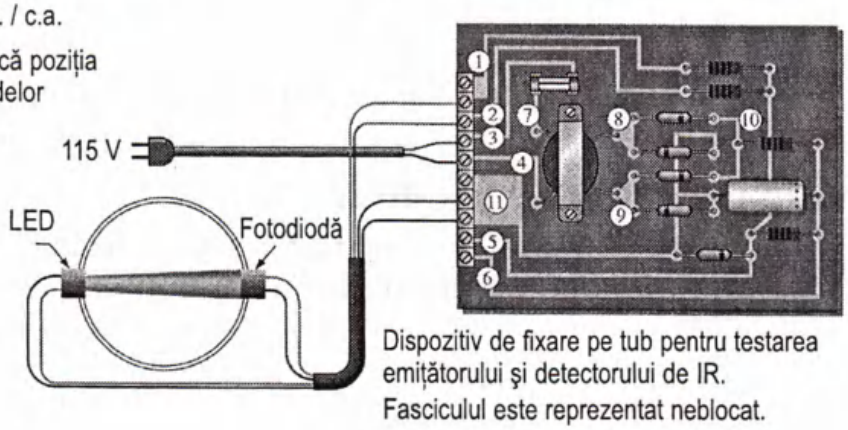
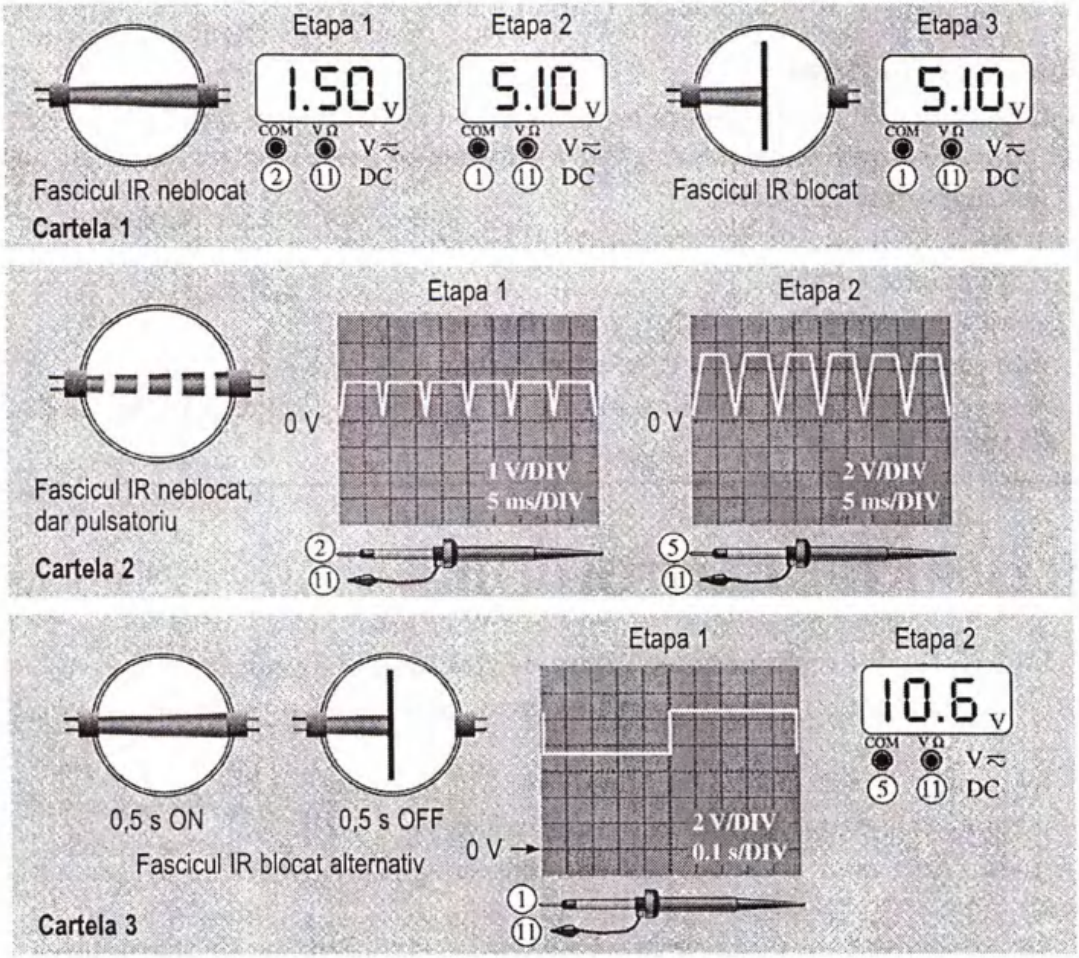


FIGURA 3-55

Bancul de testare a sursei de alimentare, emițătorului și detectorului de IR.

Dispozitiv de fixare pe tub pentru testarea emițătorului și detectorului de IR. Fasciculul este reprezentat neblocat.

- Precizați valorile tensiunilor și formele de undă corespunzătoare pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate.
- Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.
- Extrapolați metoda, elaborată în capitolul 2, pentru testarea sursei de alimentare fără stabilizator astfel încât să fie valabilă și pentru circuitele nou introduse.



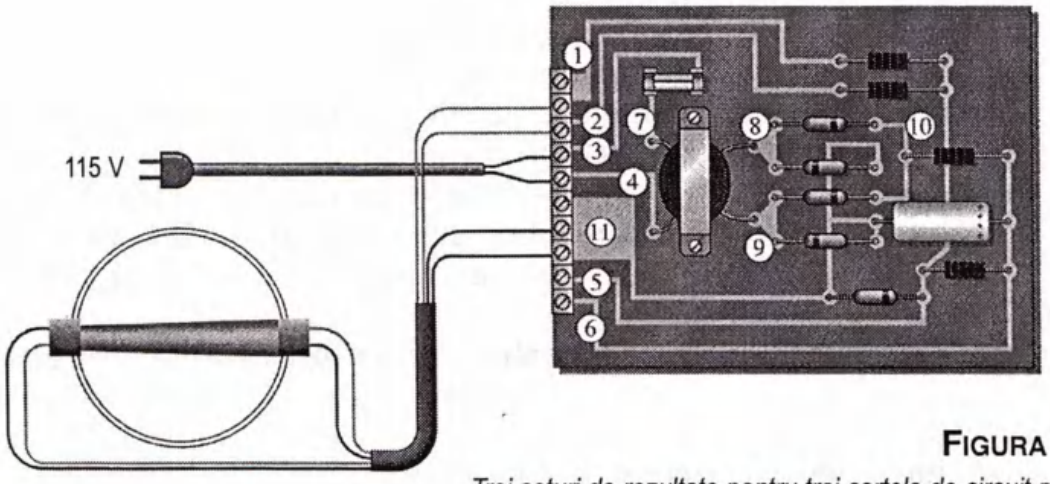


FIGURA 3-56

Trei seturi de rezultate pentru trei cartele de circuit prototip.

Depanarea

Câteva cartele prototip au fost asamblate și sunt pregătite pentru testare. Bancul de testare este cel din fig. 3-55. Ținând seama de succesiunea măsurătorilor aferente fiecărei cartele, prezentată în fig. 3-56, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil.

Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Poziția comutatorului de funcții al multimetrului digital este înscrisă sub afișaj, iar scările VOLT/DIV și SEC/DIV ale osciloscopului apar pe ecran în fiecare caz.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul sursei de alimentare, al emițătorului și al detectorului de IR, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al fiecărui circuit.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în fiecare dintre cele trei cazuri.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Diodele Zener funcționează în regim de străpungere inversă.

■ Într-o diodă Zener, străpungerea se produce în două moduri: în avalanșă și prin efect Zener.

■ Străpungerea prin efect Zener predomină la $V_Z < 5$ V.

■ Străpungerea prin efect Zener predomină la $V_Z > 5$ V.

■ Dioda Zener menține la bornele ei o tensiune relativ constantă pentru o plajă dată de valori ale curentului Zener.

■ Diodele Zener sunt utilizate ca stabilizatoare și limitatoare de tensiune.

■ Diodele Zener se fabrică pentru diverse tensiuni de stabilizare, cuprinse între 1,8 V și 200 V.

■ Menținerea constantă a tensiunii de ieșire când tensiunea de intrare variază se numește *stabilizare în raport cu variația tensiunii de intrare.*

■ Menținerea constantă a tensiunii de ieșire când curentul prin sarcină variază se numește *stabilizare în raport cu variația sarcinii.*

■ Cu cât este mai mică stabilizarea procentuală, cu atât este mai bine.

■ În polarizare inversă, dioda varactor se comportă ca un condensator variabil.

■ Capacitatea varactorului variază în sensul opus variației tensiunii de polarizare inversă.

■ Dioda stabilizatoare de curent își menține curentul direct la o valoare constantă dată.

■ Dioda Schottky are o joncțiune metal-semiconductor. Este utilizată în circuitele de comutare rapidă.

■ Dioda tunel intră în componența oscilatoarelor.

- LED-urile emit lumină când sunt polarizate direct.
- Lumina LED-urilor poate fi în spectrul vizibil sau infraroșu.
- La fotodiode, curentul invers se mărește la creșterea intensității luminii.
- Dioda *pin* are o regiune *n*, una *p* și una intrinsecă (*i*); în polarizare directă prezintă caaracteristicile unei rezistențe variabile, iar în polarizare inversă, pe cele ale unei capacități constante.
- Dioda laser este asemănătoare cu LED-ul, însă emite lumină coerentă (cu o singură lungime de undă) atunci când curentul direct depășește o valoare de prag.
- În fig. 3-57 sunt prezentate simbolurile diodelor de uz special.

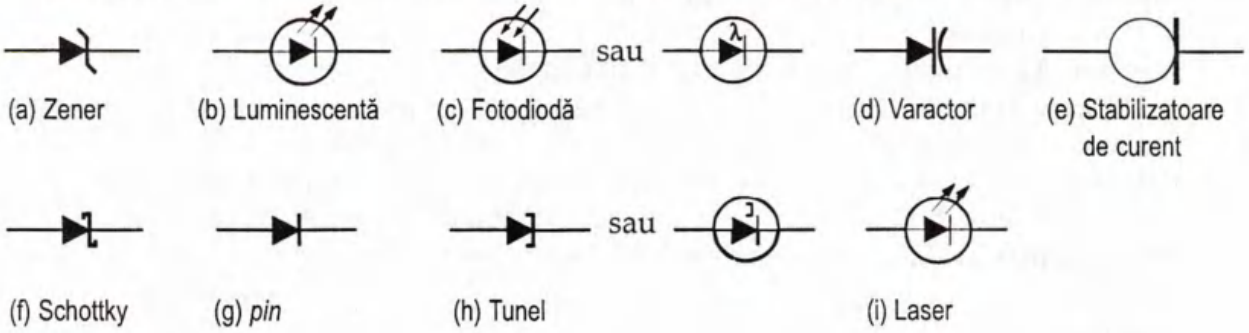


FIGURA 3-57
Simboluri de diode.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Curent de întuneric Valoarea curentului invers, generat termic într-o fotodiodă în absența luminii.

Diodă luminescentă (LED) Tip de diodă care emite lumină când este parcursă de un curent direct.

Diodă Schottky O diodă care funcționează numai cu purtători majoritari, destinată aplicațiilor de frecvențe înalte.

Diodă tunel Diodă cu caracteristică de rezistență negativă.

Diodă Zener Diodă destinată limitării tensiunii de la bornele sale, în polarizare inversă.

Electroluminescență Procesul de eliberare de energie sub formă de lumină în urma recombinării electronilor, într-un semiconductor.

Factor de calitate (*Q*) Măsură a eficienței unei componente, exprimată prin raportul dintre energia înmagazinată și cedată de acea componentă și energia disipată.

Fotodiodă Diodă la care curentul invers variază în același sens cu intensitatea luminii.

Foton Particulă de energie luminoasă.

Infraroșu (IR) Spectru de radiație cu lungimi de undă imediat superioare celor din domeniul vizibil.

Intensitate radiantă (I_e) Puterea de ieșire pe steradian a unui LED, exprimată în mW/sr.

Iradiere (*H*) Puterea pe unitatea de suprafață la o anumită distanță față de LED; intensitatea luminii.

Laser Amplificarea luminii prin emisie stimulată de radiații (*l*ight *a*mplification by *s*timulated *e*mission of *r*adiation, în lb. engleză).

Lumină coerentă Lumină cu o singură lungime de undă.

Lungime de undă Distanță în spațiu corespunzând unei perioade a unei unde electromagnetice sau luminoase.

Monocromatic (referitor la lumină) Cu o singură frecvență / o singură culoare.

Radiație Procesul de emisie a energiei electromagnetice sau luminoase.

Raport de acord Raportul dintre capacitățile varactorului la tensiunea inversă minimă și maximă.

Spectral Aparținând unui domeniu de frecvențe.

Stabilizare în raport cu variația sarcinii Variația tensiunii de ieșire pentru o variație dată a curentului prin sarcină, exprimată, de obicei, în procente.

Stabilizare în raport cu variația tensiunii de intrare Variația tensiunii de ieșire pentru o variație dată a tensiunii de intrare, exprimată, de obicei, în procente.

Străpungere în avalanșă Străpungerea la cea mai mare tensiune în cazul unei diode Zener.

Străpungere Zener Cea mai mică tensiune de străpungere a diodei Zener.

Varactor Diodă cu capacitate variabilă.

■ FORMULE DE BAZĂ

(3-1) $Z_Z = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$ — Impedanța dinamică (Zener)

(3-2) $\Delta V_Z = V_Z \times CT \times \Delta T$ — Variația cu temperatura a V_Z când CT este exprimat în %/°C

(3-3) $\Delta V_Z = CT \times \Delta T$ — Variația cu temperatura a V_Z când CT este exprimat în mV/°C

(3-4) $P_{D(\text{corectată})} = P_{D(\max)} - (\text{mW/°C})\Delta T$ — Reducerea valorii de catalog a puterii disipate

(3-5) $I_{ZM} = \frac{P_{D(\max)}}{V_Z}$ — Curentul Zener maxim

(3-6) Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare = $= \left(\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} \right) 100\%$ — Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare, exprimată procentual

(3-7) Stabilizarea în raport cu variația sarcinii = $= \left(\frac{V_{GOL} - V_{S(MIN)}}{V_{S(MIN)}} \right) 100\%$ — Stabilizarea în raport cu variația sarcinii, exprimată procentual

(3-8) $H = \frac{I_e}{d^2}$ — Iradierea

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Catodul unei diode Zener dintr-un stabilizator de tensiune este, în mod normal:
   (a) mai pozitiv ca anodul **(b)** mai negativ ca anodul
   (c) la +0,7 V **(d)** la masă
2. Dacă o diodă Zener are tensiunea de stabilizare de 3,6 V, ea funcționează în regim de:
   (a) străpungere stabilizată **(b)** străpungere Zener
   (c) conducție directă **(d)** străpungere în avalanșă
3. Pentru o diodă Zener de 12 V, o variație de 10 mA a curentului Zener produce o variație de 0,1 V a tensiunii stabilizate. În această plajă a curentului, impedanța Zener este:
   (a) 1 Ω **(b)** 100 Ω **(c)** 10 Ω **(d)** 0,1 Ω
4. În foaia de catalog aferentă unei diode Zener, V_Z = 10 V la I_{ZT} = 500 mA. În aceste condiții, Z_Z este:
   (a) 50 Ω **(b)** 20 Ω **(c)** 10 Ω **(d)** necunoscută
5. Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare este determinată de:
   (a) curentul prin sarcină
   (b) curentul Zener și curentul prin sarcină
   (c) variațiile rezistenței de sarcină și ale tensiunii de ieșire
   (d) variațiile tensiunilor de ieșire și de intrare
6. Stabilizarea în raport cu variația sarcinii este determinată de:
   (a) variațiile curentului prin sarcină și ale tensiunii de intrare
   (b) variațiile curentului prin sarcină și ale tensiunii de ieșire
   (c) variațiile rezistenței de sarcină și ale tensiunii de intrare
   (d) variațiile curenților prin dioda Zener și prin sarcină
7. Circuit cu ieșirea în gol înseamnă:
   (a) sarcina are rezistență infinită **(b)** sarcina are rezistența zero
   (c) terminalele de ieșire sunt întrerupte **(d)** răspunsurile (a) și (c)
8. Dioda varactor prezintă:
   (a) o capacitate variabilă care depinde de tensiunea inversă
   (b) o rezistență variabilă care depinde de tensiunea inversă
   (c) o capacitate variabilă care depinde de curentul direct
   (d) o capacitate constantă pentru o plajă de valori ale tensiunii inverse
9. LED-ul:
   (a) emite lumină în polarizare inversă **(b)** sesizează lumina în polarizare inversă
   (c) emite lumină în polarizare directă **(d)** se comportă ca o rezistență variabilă
10. În comparație cu un LED cu lumină roșie vizibilă, un LED cu infraroșu:
    (a) produce lumină cu lungimi de undă mai mici
    (b) produce lumină având toate lungimile de undă
    (c) produce lumină de o singură culoare
    (d) produce lumină cu lungimi de undă mai mari
11. Rezistența internă a unei fotodiode:
    (a) crește la intensificarea luminii, când este polarizată invers
    (b) scade la intensificarea luminii, când este polarizată invers

(c) crește la intensificarea luminii, când este polarizată direct
(d) scade la intensificarea luminii, când este polarizată direct

12. Dioda cu caracteristică de rezistență negativă este:
(a) dioda Schottky (b) dioda tunel (c) dioda laser (d) dioda *pin*

13. Un LED cu emisie în infraroșu este cuplat optic cu o fotodiodă. Când LED-ul este stins, un ampermetru în serie cu fotodioda polarizată invers va arăta:
(a) aceeași valoare (b) o valoare mai mică
(c) o valoare mai mare (d) o valoare fluctuantă

14. Pentru ca un aparat să funcționeze corect, circuitele care intră în alcătuirea lui trebuie să fie:
(a) polarizate corect (b) conectate corect (c) interfațate corect
(d) toate acestea (e) răspunsurile (a) și (b)

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 3-1 Diode Zener

1. O diodă Zener are $V_Z = 7{,}5$ V și $Z_Z = 5\ \Omega$, la un anumit curent. Reprezentați circuitul echivalent.
2. Conform graficului din fig. 3-58, care sunt, cu aproximație, curentul Zener minim (I_{ZK}) și tensiunea stabilizată la I_{ZK}?
3. Când curentul invers al unei diode Zener crește de la 20 mA la 30 mA, tensiunea stabilizată variază de la 5,6 V la 5,65 V. Care este impedanța dispozitivului?
4. O diodă Zener are impedanța de 15 Ω. Care va fi tensiunea la bornele ei la 50 mA, dacă $V_{ZT} = 4{,}7$ V la $I_{ZT} = 25$ mA?
5. O diodă Zener are următoarele valori de catalog: $V_Z = 6{,}8$ V la 25°C și $CT =$ $= +0{,}04\%/°C$. Determinați tensiunea stabilizată la 70°C.

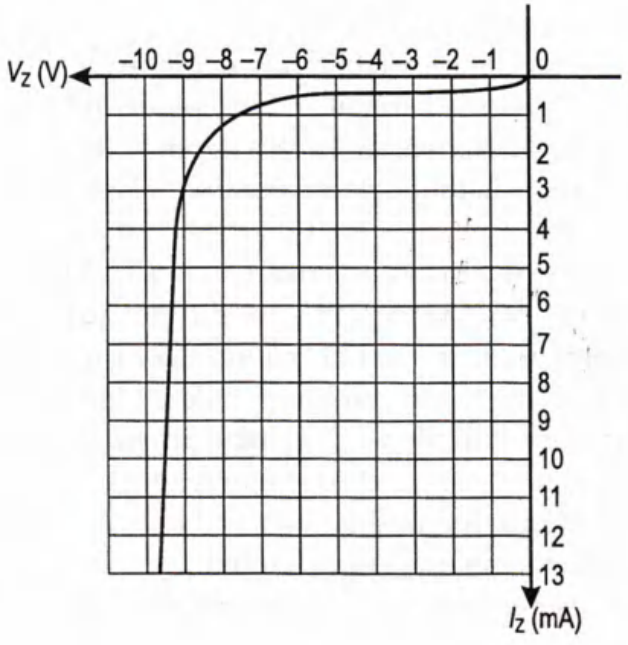


FIGURA 3-58

Secțiunea 3-2 Aplicații ale diodelor Zener

6. Determinați tensiunea minimă de intrare necesară pentru stabilizarea tensiunii în circuitul din fig. 3-59. Considerați dioda Zener ca fiind ideală, cu I_{ZK} = 1,5 mA și V_Z = 14 V.
7. Reluați problema 6 pentru Z_Z = 20 Ω și V_{ZT} = 14 V la 30 mA.
8. Ce valoare trebuie fixată pentru R, din fig. 3-60, pentru ca I_Z să fie de 40 mA? Se consideră V_Z = 12 V la 30 mA și Z_Z = 30 Ω.

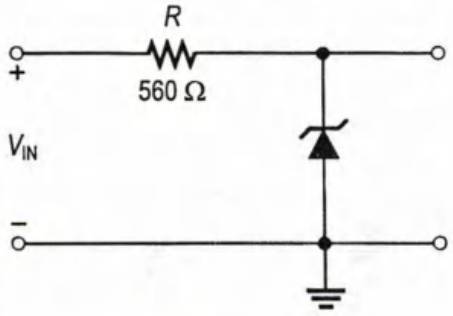


FIGURA 3-59

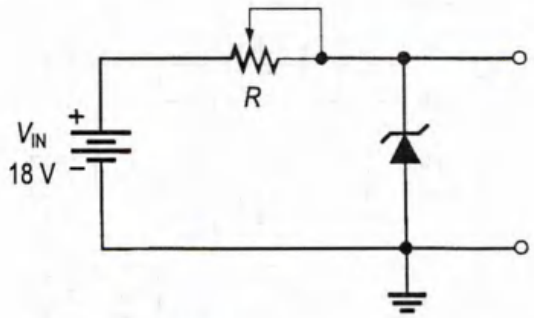


FIGURA 3-60

9. În circuitul din fig. 3-60, în locul sursei de tensiune continuă se aplică o tensiune sinusoidală cu valoarea de vârf de 20 V. Trasați forma de undă de la ieșire. Folosiți valorile parametrilor din problema 8.
10. În fig. 3-61 este reprezentat un stabilizator cu diodă Zener și rezistență de sarcină. V_Z = 5,1 V la 35 mA, I_{ZK} = 1 mA, Z_Z = 12 Ω și I_{ZM} = 70 mA. Determinați curenții de sarcină minim și maxim admisibili.

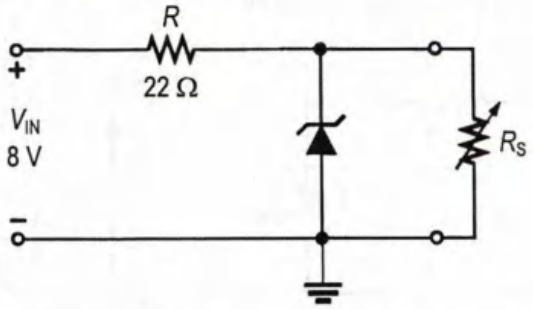


FIGURA 3-61

11. Calculați stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii pentru circuitul din problema 10.
12. Analizați circuitul din fig. 3-61 pentru o variație a tensiunii de intrare între 6 V și 12 V, în gol.
13. Tensiunea de ieșire în gol a unui stabilizator cu diodă Zener este de 8,23 V, iar cu sarcina minimă este de 7,98 V. Calculați stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii.
14. Tensiunea de ieșire a unui stabilizator cu diodă Zener variază cu 0,2 V când tensiunea sa de intrare crește de la 5 V la 10 V. Care este stabilizarea procentuală în raport cu variația tensiunii de intrare?
15. Tensiunea de ieșire a unui stabilizator cu diodă Zener este, în gol, de 3,6 V, iar cu sarcina minimă, de 3,4 V. Calculați stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii.

Secțiunea 3-3 Diode varactor

16. Figura 3-62 prezintă graficul dependenței tensiune inversă-capacitate pentru un varactor dat. Determinați variația capacității dacă V_R crește de la 5 V la 20 V.
17. Din fig. 3-62, aflați ce valoare a lui V_R determină o capacitate de 25 pF.
18. Ce valoare a capacității este necesară în cazul fiecărui varactor din fig. 3-63 pentru obținerea unei frecvențe de rezonanță de 1 MHz?
19. La ce valoare V_R trebuie să funcționeze varactoarele din problema 18 dacă au caracteristica din fig. 3-62?

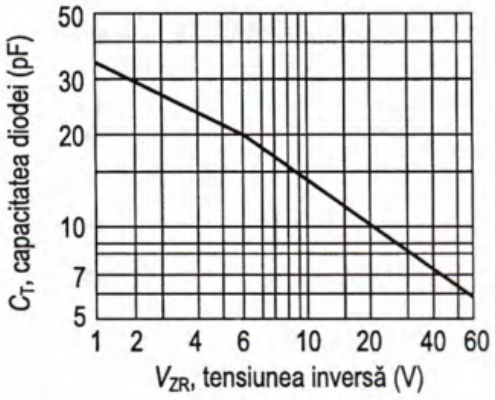


FIGURA 3-62

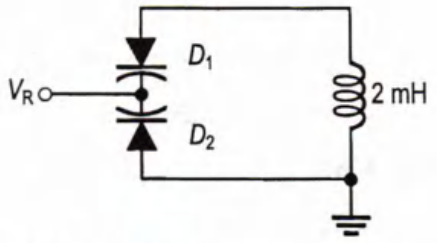
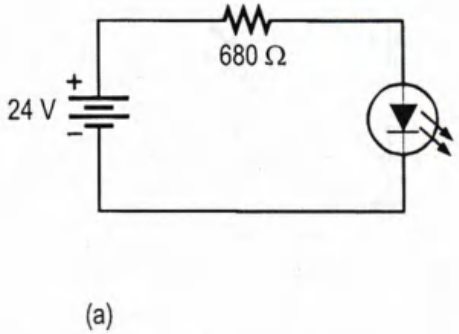


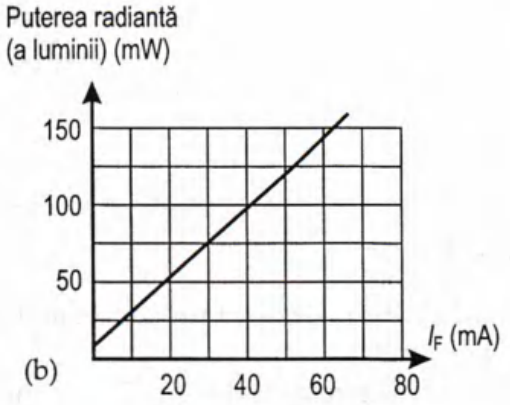
FIGURA 3-63

Secțiunea 3-4 Diode optice

20. LED-ul din fig. 3-64(a) are caracteristica de emisie de lumină din fig. (b). Neglijând căderea de tensiune directă pe LED, determinați valoarea puterii radiante (a luminii) produse, exprimată în mW.



(a)



(b)

FIGURA 3-64

21. Arătați cum trebuie conectată celula de afișare din fig. 3-65 pentru a afișa „5". Valoarea maximă a curentului continuu direct al fiecărui LED este de 30 mA și se folosește o sursă de c.c. de +5 V.

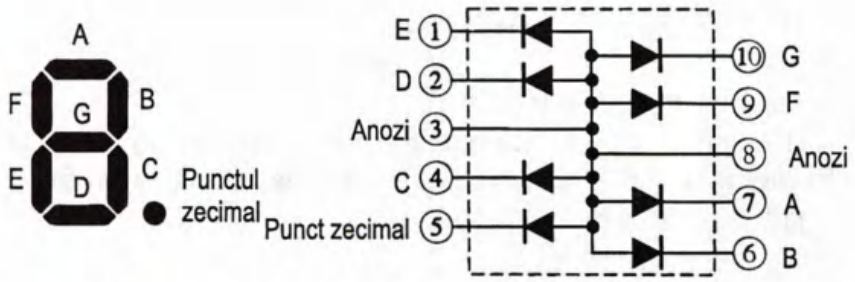


FIGURA 3-65

22. La o anumită valoare a iradierii, o fotodiodă are rezistența în conducție inversă de 200 kΩ și tensiunea inversă de 10 V. Ce curent circulă prin dispozitiv?
23. Ce rezistență are fiecare fotodiodă din fig. 3-66?

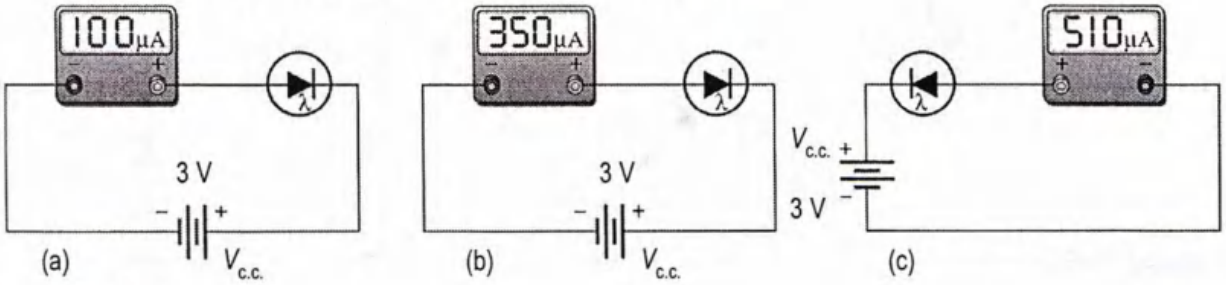


FIGURA 3-66

24. Dacă închidem întrerupătorul din fig. 3-67, valoarea afișată de microampermetru va crește sau va scădea? Se consideră că D_1 și D_2 sunt cuplate optic.

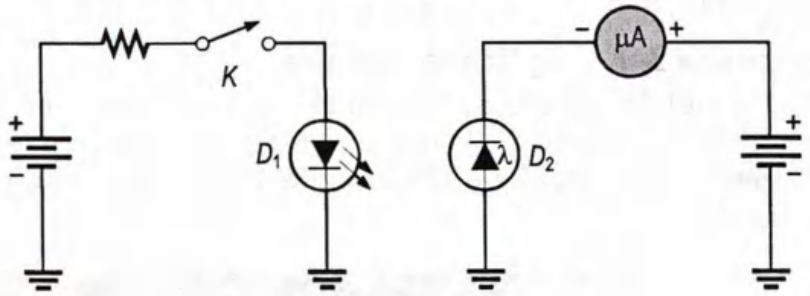


FIGURA 3-67

Secțiunea 3-5 Alte tipuri de diode

25. Caracteristica *I-V* a unei diode tunel arată o variație a curentului de la 0,25 mA la 0,15 mA când tensiunea crește de la 125 mV la 200 mV. Care este rezistența diodei?
26. În ce fel de circuite se folosesc, de obicei, diodele tunel?
27. Care este rolul suprafețelor reflectante ale diodei laser? De ce una dintre ele este doar parțial reflectantă?

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 3-6 Depanare

28. Determinați dacă tensiunile măsurate, pentru fiecare caz, în punctele 1, 2 și 3 din fig. 3-68 au valori corecte; în caz contrar, identificați defectele cele mai probabile. Ce ați face ca să remediați fiecare defect, după ce îl identificați? Tensiunea stabilizată de dioda Zener este de 12 V.

(a) V_1 = 110 V ef., V_2 = 30 Vc.c., V_3 = 12 Vc.c.
(b) V_1 = 100 V ef., V_2 = 30 Vc.c., V_3 = 30 Vc.c.
(c) V_1 = 0 V, V_2 = 0 V, V_3 = 0 V
(d) V_1 = 110 V ef., V_2 = 30 V – valoare de vârf a unei tensiuni redresate dublă alternanță cu frecvența de 120 Hz, V_3 = 12 V – tensiune pulsatorie cu frecvența de 120 Hz
(e) V_1 = 110 V ef., V_2 = 9 V, V_3 = 0 V

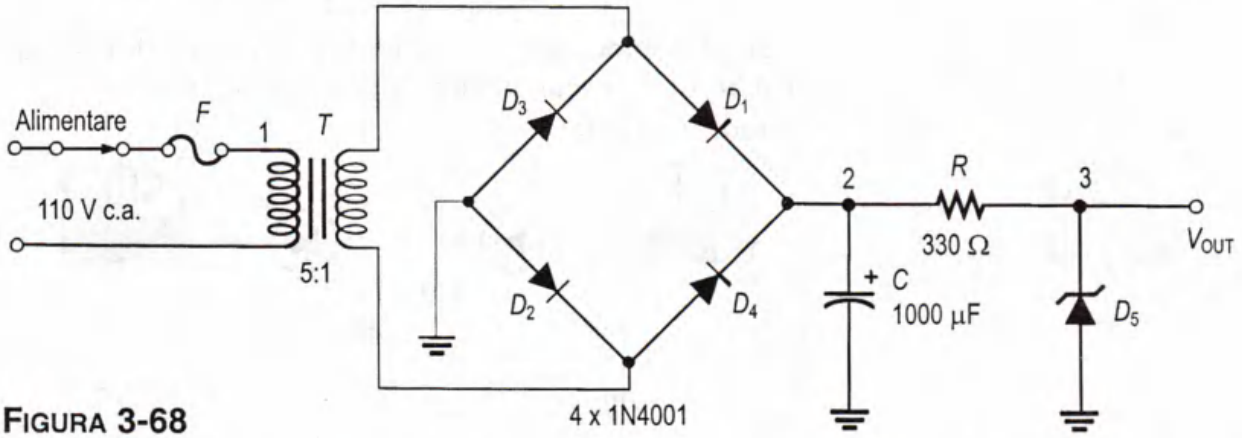


FIGURA 3-68

29. Care va fi tensiunea de ieșire a circuitului din fig. 3-68 dacă survine unul dintre următoarele defecte?
(a) D_5 întreruptă (b) R întreruptă (c) C prezintă scurgeri (d) C întrerupt
(e) D_3 întreruptă (f) D_2 întreruptă (g) T întrerupt (h) F întreruptă

Secțiunea 3-7 Aplicație practică

30. Sistemul de numărare și comandă a fost amplasat conform cerințelor beneficiarului. El funcționează aleator, așa că ați decis să verificați mai întâi sursa de alimentare și emițătorul/detectorul de IR. Stabiliți care este defectul ținând cont de fig. 3-69.

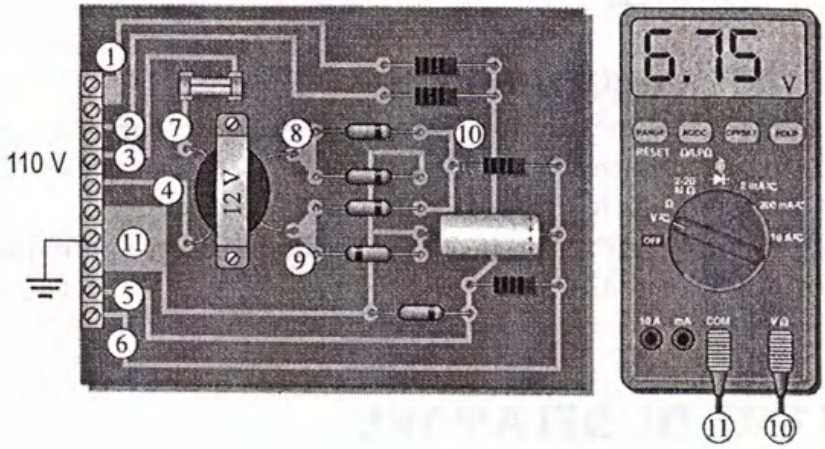


FIGURA 3-69

31. La sistemul de numărare și comandă a apărut o altă problemă. De data aceasta, el nu mai funcționează deloc și ați decis să verificați iarăși cartela cu circuitul sursei de alimentare. Stabiliți care este defectul ținând cont de fig. 3-70.

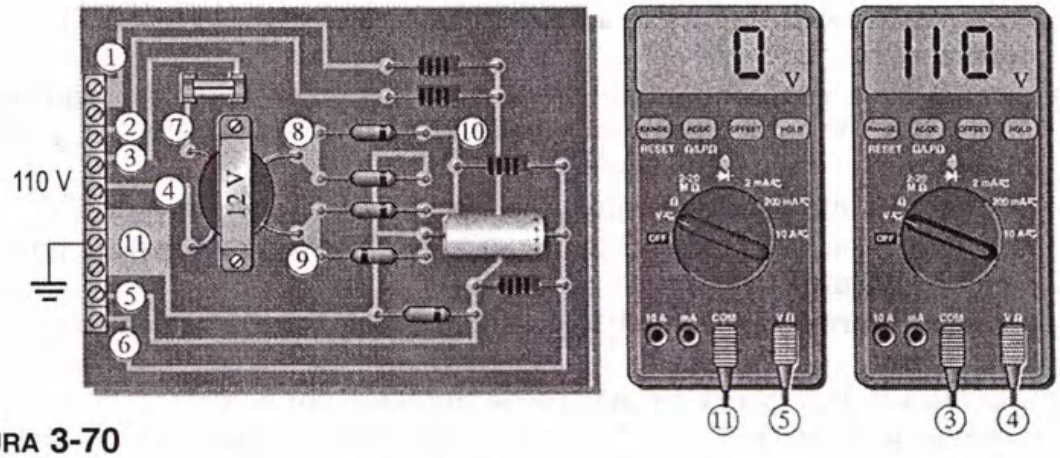


FIGURA 3-70

32. Enumerați cauzele posibile pentru care LED-ul din fig. 3-55 nu emite radiație IR când circuitul este alimentat.
33. Enumerați cauzele posibile pentru care fotodioda din fig. 3-55 nu răspunde la radiația IR emisă de LED. Menționați etapele succesive pe care considerați că trebuie să le parcurgeți pentru a identifica defectul.

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

34. Răspundeți la următoarele întrebări consultând foaia de catalog pentru diode Zener din fig. 3-7.
    (a) Care este puterea maximă de c.c. disipată la 25°C de o diodă 1N4738?
    (b) Care este puterea maximă disipată la 70°C și la 100°C de o diodă 1N4751?
    (c) Care este curentul minim necesar pentru ca o diodă 1N4738 să poată funcționa ca stabilizator?
    (d) Care este curentul maxim prin dioda 1N4750 la 25°C?
    (e) Curentul printr-o diodă 1N4740 scade de la 25 mA la 0,25 mA. Cu cât variază impedanța Zener?
    (f) Care este tensiunea maximă de stabilizare a diodei 1N4736 la 50°C?
    (g) Care este tensiunea minimă de stabilizare a diodei 1N4747 la 75°C?
35. Răspundeți la următoarele întrebări consultând foaia de catalog pentru diode varactor din fig. 3-22.
    (a) Care este tensiunea inversă maximă a diodei 1N5139?
    (b) Care este puterea maximă disipată de o diodă 1N5141 la temperatura de 60°C a mediului înconjurător?
    (c) Care este puterea maximă disipată de o diodă 1N5148, a cărei capsulă are temperatura de 80°C?
    (d) Ce capacitate prezintă o diodă 1N5148 la tensiunea inversă de 20 V?
    (e) Dacă ați selecta o diodă varactor doar după factorul de calitate, pe care ați alege-o?
    (f) Care este capacitatea tipică a diodei 1N5142 la V_R = 60 V?
36. Răspundeți la următoarele întrebări consultând foaia de catalog pentru LED-uri din fig. 3-31.
    (a) Se poate aplica tensiunea inversă de 9 V unui LED MLED81?

(b) Determinați valoarea minimă a rezistorului serie în cazul în care MLED81 este polarizat direct cu 5,1 V.

(c) În condițiile în care curentul direct este de 50 mA, iar căderea de tensiune directă este de 1,5 V la o temperatură a mediului înconjurător de 45°C, se va depăși limita absolută a puterii maxime?

(d) Determinați intensitatea radiantă axială pentru un curent direct de 30 mA.

(e) Care este intensitatea radiantă la un unghi de 20° față de axă, pentru un curent direct de 100 mA?

37. Răspundeți la următoarele întrebări consultând foaia de catalog pentru fotodiode din fig. 3-36.

(a) O diodă MRD821 este conectată în serie cu un rezistor de 10 kΩ și cu o sursă de tensiune de polarizare inversă. Pe fotodiodă nu cade lumină. Care este căderea de tensiune pe rezistor?

(b) Pentru ce lungime de undă curentul invers are valoarea maximă, la o iradiere dată?

(c) Care este valoarea curentului de întuneric la temperatura de 60°C a mediului înconjurător?

(d) La ce lungime de undă este maximă sensibilitatea diodei MRD821?

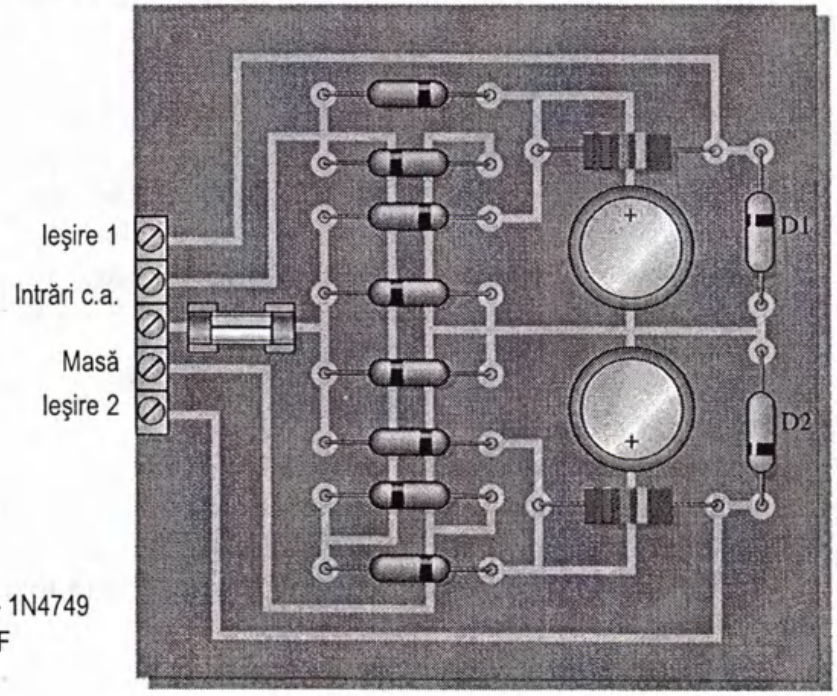
(e) Dacă sensibilitatea maximă este de 50 $\mu A/mW/cm^2$, care este sensibilitatea la 900 nm?

(f) O radiație infraroșie cu lungimea de undă de 900 nm cade pe o diodă MRD821, iradierea fiind de 3 mW/cm^2, sub un unghi de 40° față de direcția preferențială. Determinați curentul invers.

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

38. Desenați schema circuitului de pe cartela din fig. 3-71 și identificați tipul lui.

FIGURA 3-71



Diode redresoare: 1N4001
Diode Zener: D1 – 1N4736, D2 – 1N4749
Condensatoare de filtrare: 100 μF

39. Dacă se alimentează cartela din fig. 3-71 cu tensiunea de 110 V ef. și frecvența de 60 Hz, determinați tensiunea de ieșire.
40. Dacă la fiecare ieșire a circuitului din fig. 3-71 se conectează câte un rezistor de 1 kΩ, ce valoare trebuie să aibă siguranța fuzibilă?
41. Proiectați un stabilizator de tensiune cu diodă Zener cu următoarele caracteristici: tensiunea de intrare de 24 Vc.c., curentul prin sarcină de 35 mA, căderea de tensiune pe sarcină de 8,2 V.
42. Filtrul trece-bandă acordat cu varactor din fig. 3-24 trebuie modificat astfel încât să acopere banda dintre 350 kHz și 850 kHz cu toleranța de 10%. Folosind schema de principiu din fig. 3-72, determinați valorile tuturor componentelor pentru care sunt satisfăcute aceste cerințe. Folosiți valorile standardizate cele mai apropiate de valorile obținute din calcule.
43. Proiectați un circuit de afișare cu LED-uri cu șapte segmente care să poată afișa orice cifră de la 0 la 9 cu ajutorul unui ansamblu de comutatoare. Fiecare segment va fi parcurs de un curent de 20 mA ± 10%, alimentarea se va face de la o sursă de 12 V, iar numărul de comutatoare trebuie să fie minim.
44. Dacă în problema 43 ați folosit o celulă de afișare cu șapte segmente în montaj cu anodul comun, reproiectați circuitul pentru montaj cu catodul comun și invers.

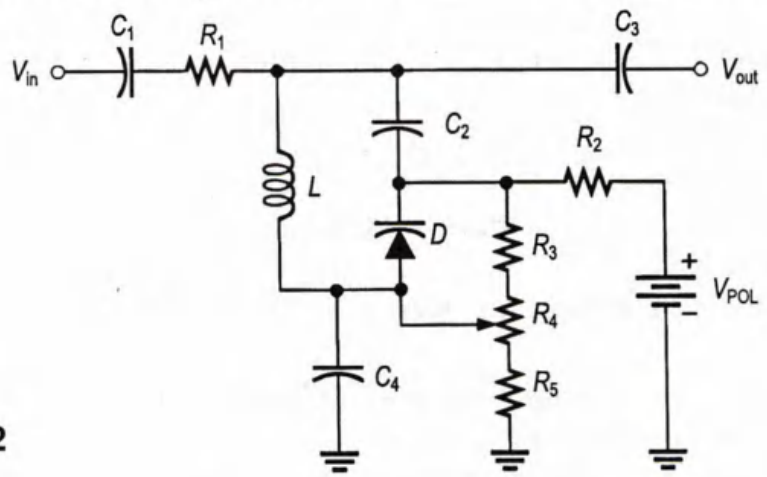


FIGURA 3-72

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 3-1

1. Diodele Zener funcționează în regiunea de străpungere inversă.
2. Pentru valoarea de control al tensiunii de stabilizare, I_{ZT}.
3. Impedanța Zener produce ușoare variații ale tensiunii la variația curentului.
4. $V_Z = 10\ V + (20\ mA)(8\ \Omega) = 10{,}16\ V$
5. Tensiunea stabilizată crește (sau scade) cu 0,05% pentru fiecare grad Celsius cu care crește (sau scade) temperatura.
6. Corectarea valorii maxime de catalog pentru putere este micșorarea valorii limită absolute a puterii din foaia de catalog ca urmare a funcționării dispozitivului la temperaturi mai ridicate.

Secțiunea 3-2

1. Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare se referă la variația tensiunii de ieșire pentru o variație dată a tensiunii de intrare. Stabilizarea în raport cu variația sarcinii se referă la variația tensiunii de ieșire pentru o variație dată a curentului prin sarcină.
2. Rezistență infinită (ieșire în gol)
3. Prin sarcina infinită nu circulă curent. Prin sarcina minimă, curentul este maxim.
4. $S_{0(S)} = ((12\ V - 11{,}9\ V)/11{,}9\ V)100\% = 0{,}84\%$
5. Aproximativ 0,7 V, ca și la diodele redresoare.

Secțiunea 3-3

1. Varactorul are capacitatea variabilă.
2. Varactorul funcționează în polarizare inversă.
3. Regiunea golită
4. Capacitatea scade la creșterea tensiunii inverse.
5. Raportul de acord este raportul dintre capacitatea varactorului la curentul minim și capacitatea sa la curentul maxim.

Secțiunea 3-4

1. În spectrul vizibil și în spectrul infraroșu.
2. Lungimile de undă sunt mai mari în domeniul infraroșu.
3. LED-urile funcționează în polarizare directă.
4. Emisia de lumină crește la creșterea curentului direct.
5. FALS; la LED-uri, V_F este, de obicei, mai mare de 1,2 V.
6. Fotodiodele funcționează în polarizare inversă.
7. Rezistența internă scade.
8. Curentul de întuneric este curentul invers prin fotodiodă în absența luminii.

Secțiunea 3-5

1. O diodă stabilizatoare de curent funcționează între V_L (tensiunea de limitare) și $V_{V(STAB)}$ (tensiunea de stabilizare de vârf).
2. Circuite de înaltă frecvență și comutare rapidă.
3. Diodele tunel prezintă o rezistență negativă.
4. Oscilatoarele
5. Regiunea *n*, regiunea *p* și regiunea intrinsecă (*i*)
6. *L*ight *a*mplification by *s*timulated *e*mission of *r*adiation = amplificarea luminii prin emisie stimulată de radiații
7. Lumina coerentă are o singură lungime de undă, iar cea necoerentă cuprinde o bandă largă de lungimi de undă. Dioda laser emite lumină coerentă.

Secțiunea 3-6

1. Valoarea tensiunii de ieșire este prea mare, egală cu tensiunea de ieșire a redresorului.
2. Mai mare
3. Rezistorul serie de limitare întrerupt, siguranța arsă
4. Tensiunea de ieșire variază cu rezistența de sarcină.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

3-1 5 Ω

3-2 V_Z = 11,4 V la 20 mA; V_Z = 12,6 V la 80 mA

3-3 0,45 V ... 11,55 V

3-4 7,5 W

3-5 $V_{IN(min)}$ = 6,77 V; $V_{IN(max)}$ = 21,9 V

3-6 $I_{S(min)}$ = 0 A; $I_{S(max)}$ = 43 mA; $R_{S(min)}$ = 76,7 Ω

3-7 **(a)** 11,8 V la I_{ZK}; 12,6 V la I_{ZM} **(b)** 144 Ω; **(c)** 140 Ω

3-8 3,77%

3-9 **(a)** O formă de undă similară cu cea din fig. 3-18(a)
(b) O undă sinusoidală cu valoarea de vârf de 5 V

3-10 $V_{R(min)}$ = 1,43 V; $V_{R(max)}$ = 14,4 V

3-11 2,4 mW/sr

3-12 29,8 μA

CAPITOLUL 4

Tranzistoare bipolare cu joncțiuni

Conținutul capitolului

4-1 Structura tranzistorului
4-2 Principiul de funcționare al tranzistorului
4-3 Caracteristicile și parametrii tranzistorului
4-4 Funcția de amplificare a tranzistorului
4-5 Funcția de comutare a tranzistorului
4-6 Încapsularea tranzistoarelor și identificarea terminalelor
4-7 Depanare
4-8 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Descrierea structurii de bază a tranzistorului bipolar cu joncțiuni
- Explicarea modului de polarizare a tranzistorului, a curenților și a tensiunilor care îl caracterizează
- Prezentarea parametrilor și a caracteristicilor tranzistorului și utilizarea acestora la analizarea circuitelor cu tranzistoare
- Prezentarea modului de funcționare al tranzistorului ca amplificator de tensiune
- Prezentarea modului de funcționare al tranzistorului drept comutator electronic
- Identificarea diverselor tipuri de configurații de încapsulare a tranzistoarelor
- Depanarea a diferite defecte ale circuitelor cu tranzistoare

Introducere

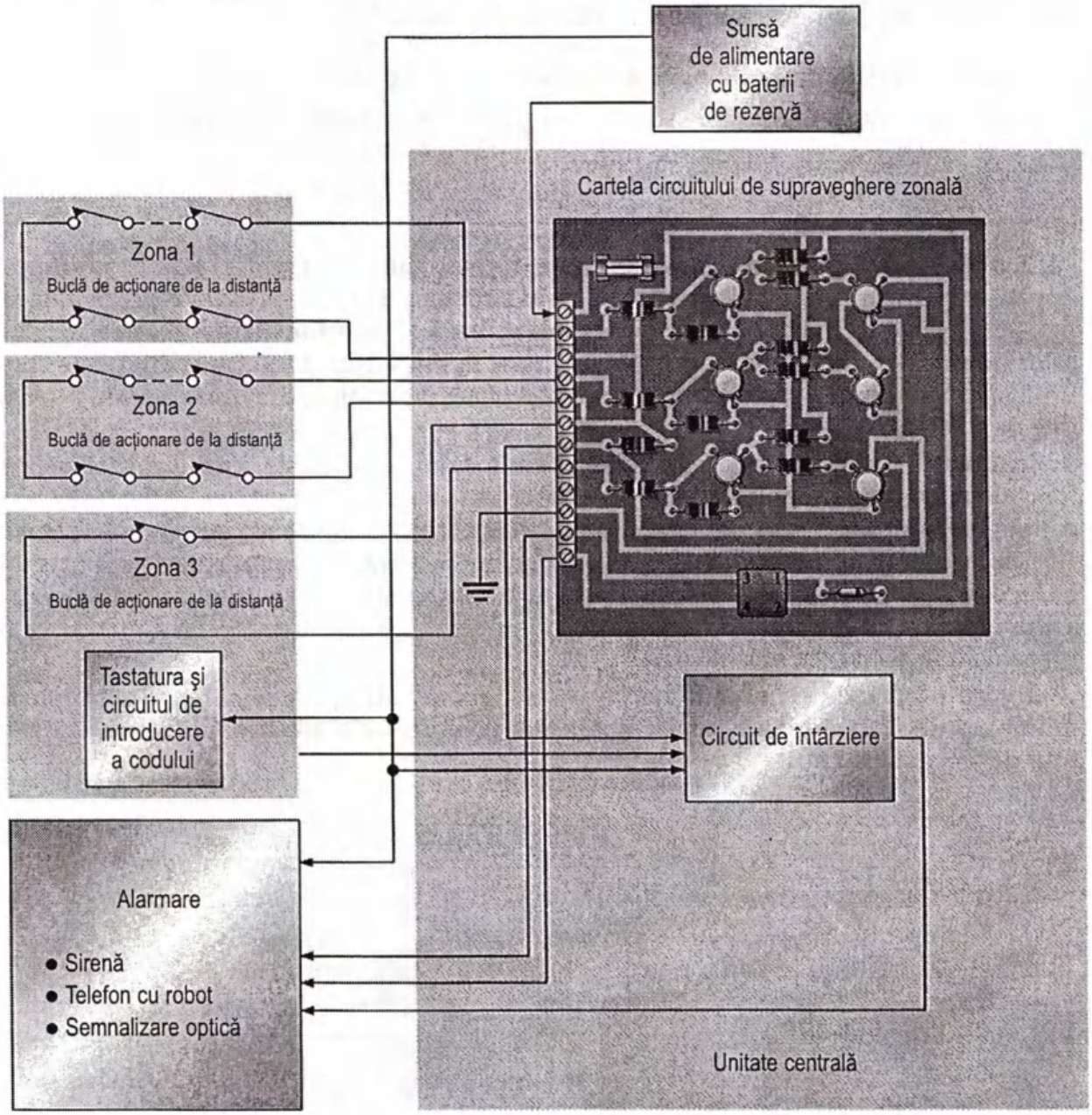
Tranzistorul a fost inventat de către cei trei membri ai unei echipe care lucra în 1947 la Bell Laboratories. Deși primul tranzistor nu a fost un dispozitiv bipolar cu joncțiuni, el a constituit debutul unei revoluții tehnologice care este și acum în plină desfășurare. Toate dispozitivele și aparatele electronice complicate din ziua de azi sunt rodul primei realizări a tranzistorului din material semiconductor.

Cele două mari categorii de tranzistoare sunt tranzistorul bipolar cu joncțiuni, pe care vom începe să-l studiem în acest capitol, și tranzistorul cu efect de câmp (FET*), despre care vom vorbi în capitolele ulterioare. Tranzistorul bipolar poate avea două roluri principale: de amplificator liniar, pentru amplificarea semnalelor electrice, și de comutator electronic. Ambele sunt prezentate în capitolul de față.

* În limba română se folosește și prescurtarea TEC. (n.t.)

Aplicația practică

Un alt produs al companiei pentru care lucrați este un sistem de alarmă pentru protejarea locuințelor și a sediilor de instituții împotriva pătrunderii prin efracție. Vi s-a trasat sarcina să finalizați și să testați fiecare sistem înainte de livrarea către beneficiar. Primul pas este să vă însușiți cât mai multe cunoștințe despre funcționarea tranzistoarelor. Apoi va trebui să le folosiți la aplicația practică din secțiunea 4-8.



4-1 STRUCTURA TRANZISTORULUI

Caracteristicile de funcționare ale tranzistorului bipolar cu joncțiuni sunt determinate de structura lui de bază. În această secțiune veți afla în ce mod intră materialele semiconductoare în alcătuirea unui tranzistor și veți cunoaște simbolurile tranzistoarelor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

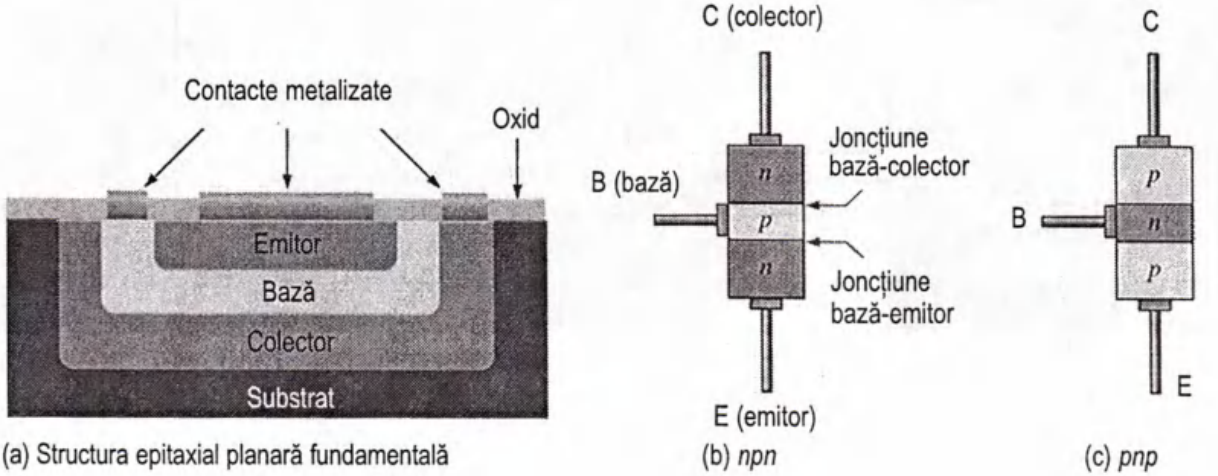
Să descrieți structura de bază a tranzistorului bipolar cu joncțiuni

- ▶ Să explicați deosebirile structurale dintre tranzistoarele *npn* și *pnp*
- ▶ Să identificați simbolurile tranzistoarelor *npn* și *pnp*
- ▶ Să numiți și să notați cele trei regiuni ale unui tranzistor

Tranzistorul bipolar cu joncțiuni este format din trei regiuni semiconductoare dopate, separate prin două joncțiuni *pn*, ca în structura epitaxial planară reprezentată în fig. 4-1(a). Cele trei regiuni se numesc **emitor**, **bază** și **colector**. Reprezentarea fizică a celor două tipuri de tranzistoare bipolare apare în fig. 4-1(b) și (c). Unul dintre ele constă din două regiuni *n* separate de o regiune *p* (*npn*), iar celălalt, din două regiuni *p* separate de o regiune *n* (*pnp*).

Joncțiunea *pn* dintre regiunile bazei și emitorului se numește *joncțiune bază-emitor*. Joncțiunea *pn* dintre regiunile bazei și colectorului se numește *joncțiune bază-colector*, așa cum apare și în fig. 4-1(b). La fiecare regiune se conectează câte un terminal de sârmă. Aceste terminale se notează E, B și C, de la *e*mitor, *b*ază, respectiv *c*olector. Regiunea bazei este dopată mai slab și este mai subțire în comparație cu regiunea puternic dopată a emitorului și cu cea a colectorului, dopată moderat. (Justificarea acestei structuri va fi prezentată în secțiunea următoare.)

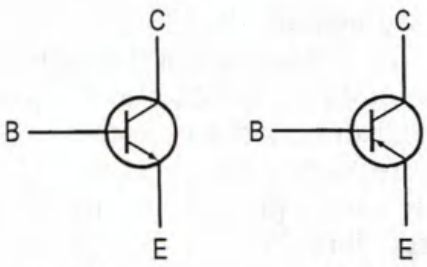
Figura 4-2 prezintă simbolurile tranzistoarelor bipolare *npn* și *pnp*. Termenul **bipolar** indică faptul că, în structura de tranzistor, atât golurile, cât și electronii constituie purtătorii de sarcină electrică.



(a) Structura epitaxial planară fundamentală (b) *npn* (c) *pnp*

FIGURA 4-1

Structura fundamentală a tranzistorului bipolar.



(a) *npn* (b) *pnp*

FIGURA 4-2
Simbolurile standardizate ale tranzistoarelor bipolare cu joncțiuni.

SECȚIUNEA 4-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt, din punct de vedere structural, cele două tipuri de tranzistoare bipolare cu joncțiuni?
2. Tranzistorul bipolar este un dispozitiv cu trei terminale. Cum se numesc ele?
3. Prin ce sunt separate cele trei regiuni ale unui tranzistor?

4-2 PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANZISTORULUI

Pentru ca un tranzistor să funcționeze corect ca amplificator, cele două joncțiuni *pn* trebuie să fie corect polarizate cu tensiuni continue din surse externe. În această secțiune vom utiliza ca exemplu tranzistorul *npn*. Funcționarea tranzistorului pnp este asemănătoare, însă se inversează rolul electronilor cu cel al golurilor, polaritatea tensiunilor de polarizare și sensurile curenților.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

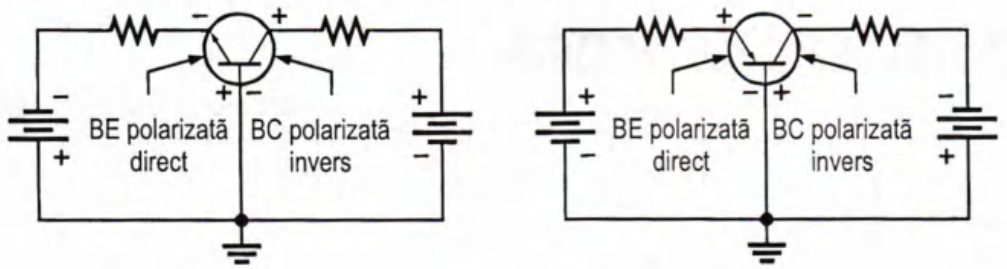
Să explicați modul de polarizare a tranzistorului și să prezentați curenții specifici și relațiile dintre aceștia.

- Să descrieți modul de polarizare a joncțiunilor
- Să arătați cum se conectează tranzistorul la sursele de tensiune de polarizare
- Să descrieți principiul de funcționare al tranzistorului
- Să enunțați formula ce stabilește relațiile dintre curenții de colector, de emitor și de bază ai tranzistorului

Figura 4-3 prezintă modul corect de **polarizare** atât pentru tranzistoarele *npn*, cât și pentru cele *pnp*, pentru funcționarea în regim de **amplificare**. Observați că în ambele cazuri joncțiunea bază-emitor (BE) este polarizată direct, iar joncțiunea bază-colector (BC) este polarizată invers.

Pentru exemplificarea modului de funcționare al tranzistorului, să cercetăm ce se întâmplă în interiorul unui tranzistor *npn* atunci când joncțiunile sale sunt polarizate așa cum am arătat mai sus. Tensiunea directă aplicată între bază și emitor îngustează regiunea golită a joncțiunii BE, iar tensiunea inversă aplicată între bază și colector mărește lățimea

regiunii golite a joncțiunii BC, cum ilustrează figura 4-4. În regiunea de tip *n*, puternic dopată, a emitorului se găsesc din abundență electroni liberi (în banda de conducție), care difuzează cu ușurință prin joncțiunea BE, polarizată direct, către regiunea bazei, de tip *p*, unde devin purtători minoritari, exact ca la o diodă polarizată direct. Regiunea bazei este dopată slab și este foarte subțire, așa încât golurile conținute de ea nu sunt numeroase. În consecință, doar un mic procent din electronii care traversează joncțiunea BE se combină cu golurile disponibile în bază. Electronii relativ puțini care s-au recombinat părăsesc baza – ca electroni de valență – prin terminalul corespunzător acesteia, formând micul curent de bază de electroni, cum se observă în fig. 4-4.



(a) *npn* (b) *pnp*

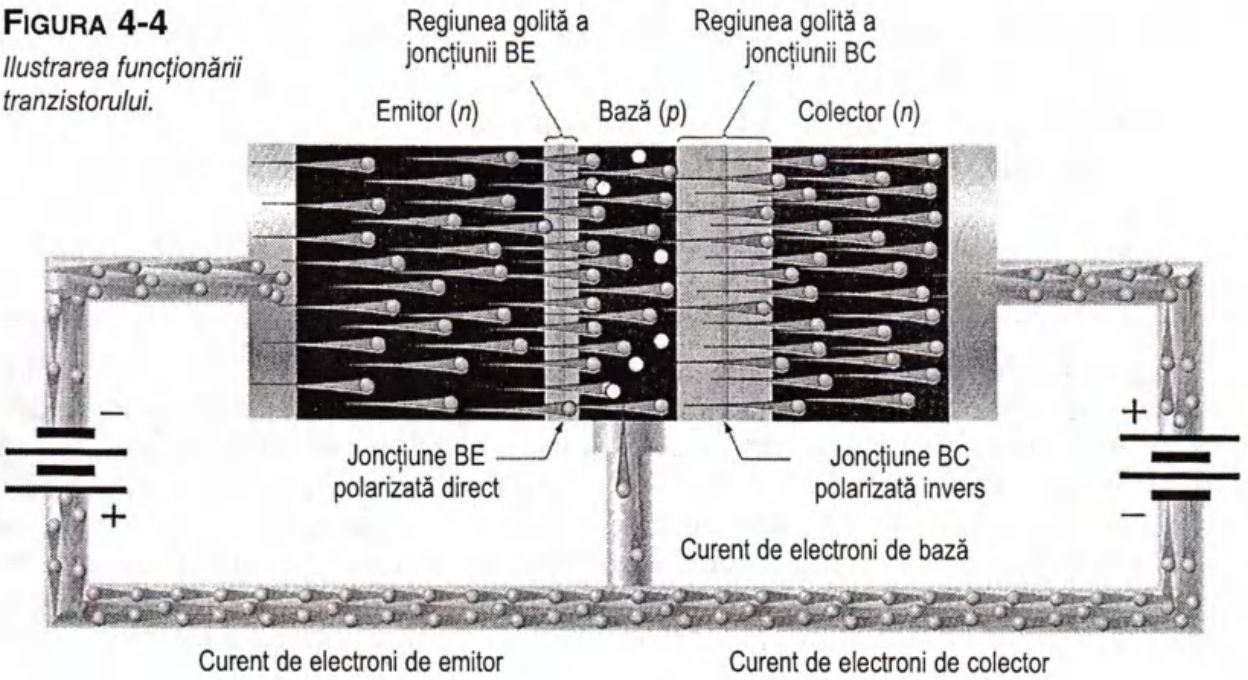
FIGURA 4-3

Polarizarea joncțiunilor unui tranzistor bipolar.

Majoritatea electronilor care circulă dinspre emitor către regiunea îngustă și slab dopată a bazei nu se recombină, ci difuzează în regiunea golită a joncțiunii BC. Aici, ei sunt atrași prin joncțiunea BC, polarizată invers, de către câmpul electric generat de forțele de atracție dintre ionii pozitivi și negativi. Practic, vă puteți imagina că electronii sunt atrași prin joncțiunea BC, polarizată invers, de către tensiunea de alimentare a colectorului. Acum, electronii se deplasează prin regiunea colectorului și prin terminalul acestuia către borna pozitivă a sursei de tensiune aferente colectorului. Așa ia naștere curentul de electroni de colector, cum se observă în fig. 4-4.

FIGURA 4-4

Ilustrarea funcționării tranzistorului.



Curenții prin tranzistor

Sensurile curenților printr-un tranzistor *npn* sunt cele din fig. 4-5(a), iar pentru un tranzistor *pnp*, din fig. 4-5(b). Curenții sunt marcați și pe schemele electrice corespunzătoare din fig. (c) și (d). Observați că săgeata emitorului din simbolul tranzistorului este orientată în sensul convențional al curentului. Din desene, curentul de emitor (I_E) este suma curenților de colector (I_C) și de bază (I_B), această relație notându-se astfel:

$$I_E = I_C + I_B \tag{4-1}$$

Cum am mai menționat, I_B este foarte mic în comparație cu I_E sau I_C. Indicii notați cu majuscule reprezintă valori de curent continuu.

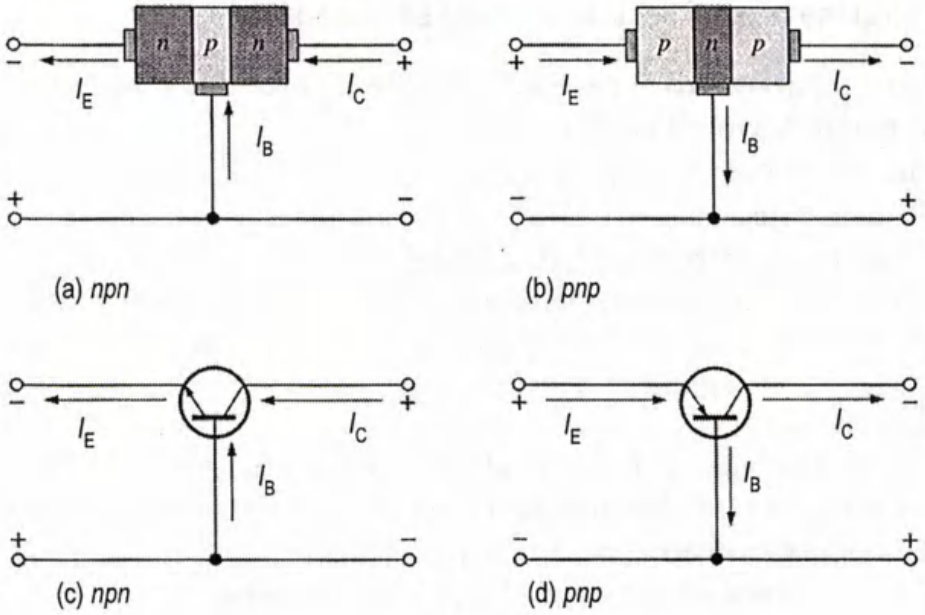


FIGURA 4-5

Curenții prin tranzistor.

SECȚIUNEA 4-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cum trebuie polarizate joncțiunile bază-emitor și bază-colector ale unui tranzistor pentru ca acesta să lucreze în regim de amplificare?
2. Care dintre cei trei curenți ai tranzistorului are cea mai mare valoare?
3. Curentul de bază este mai mare sau mai mic decât cel de emitor?
4. Regiunea bazei are lățimea mai mare sau mai mică decât regiunile colectorului și emitorului?
5. La un curent de colector de 1 mA și un curent de bază de 10 μA, cât este valoarea curentului de emitor?

4-3 CARACTERISTICILE ŞI PARAMETRII TRANZISTORULUI

În această secțiune veți învăța mai întâi să configurați circuitul de c.c. necesar pentru polarizarea corectă a tranzistorului. Se vor introduce doi parametri importanți, $\beta_{c.c.}$* (câștigul în c.c.) și $\alpha_{c.c.}$, cu ajutorul cărora vom analiza un circuit cu tranzistor. De asemenea, veți cunoaște graficele caracteristicilor tranzistorului și veți învăța să determinați modul de funcționare al tranzistorului cu ajutorul acestor grafice. În final se vor trece în revistă valorile limită absolute ale tranzistorului.**

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți parametrii și caracteristicile tranzistorului și să le folosiți la analizarea unui circuit cu tranzistor.

- Să definiți *beta în c.c.* ($\beta_{c.c.}$)
- Să definiți *alfa în c.c.* ($\alpha_{c.c.}$)
- Să enunțați relația matematică dintre $\beta_{c.c.}$ și $\alpha_{c.c.}$
- Să identificați curenții și tensiunile dintr-un circuit cu tranzistor
- Să analizați un circuit elementar de c.c. cu tranzistor
- Să interpretați graficele aferente curentului de colector și să utilizați dreapta de sarcină în c.c.
- Să descrieți variația parametrului $\beta_{c.c.}$ cu temperatura și curentul de colector
- Să explicați și să utilizați concret valorile limită absolute ale tranzistorului
- Să calculați valoarea limită redusă a puterii disipate în tranzistor
- Să interpretați o foaie de catalog pentru tranzistoare

Cînd conectăm un tranzistor la o sursă de tensiune de polarizare, cum prezintă fig. 4-6 atât pentru tranzistoare *npn*, cât și pentru *pnp*, V_{BB} polarizează direct joncțiunea bază-emitor, iar V_{CC} polarizează invers joncțiunea bază-colector. În capitolul de față vom utiliza simboluri de baterie pentru reprezentarea tensiunilor de polarizare, însă în practică aceste tensiuni sunt de cele mai multe ori furnizate de o sursă de alimentare cu c.c. De exemplu, V_{CC} este, în mod normal, preluată direct de la ieșirea sursei de alimentare, iar V_{BB} (cu valoare mai mică) poate fi obținută cu un divizor de tensiune. Configurațiile de polarizare sunt discutate detaliat în capitolul 5.

Beta în c.c. ($\beta_{c.c.}$) și alfa în c.c. ($\alpha_{c.c.}$)

Raportul dintre curentul continuu prin colector, I_C, și curentul continuu prin bază, I_B, se numește **beta** în c.c. ($\beta_{c.c.}$) și este **câștigul** în curent continuu al tranzistorului.

$$\beta_{c.c.} = \frac{I_C}{I_B} \tag{4-2}$$

* În original s-a folosit notatia β_{DC} (DC - direct current = curent continuu). (n.t.)

** În original s-a folosit notatia α_{DC}. (n.t.)

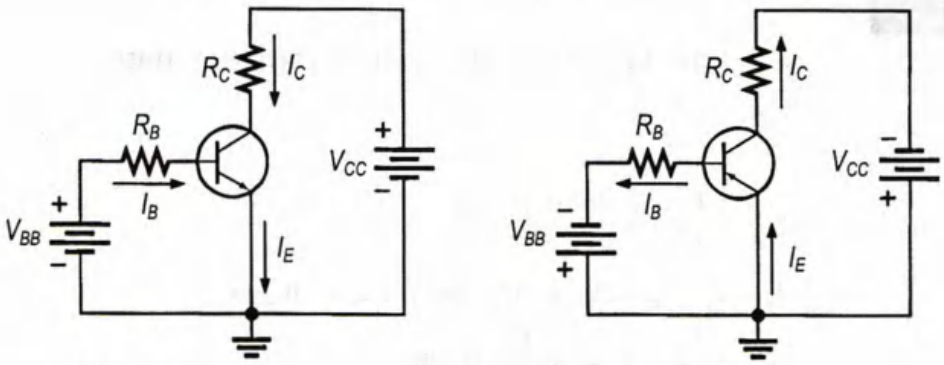


FIGURA 4-6

Circuite de c.c. pentru polarizarea tranzistoarelor.

Tipic, $\beta_{c.c.}$ ia valori începând de la mai puțin de 20 până la peste 200. $\beta_{c.c.}$ este menționat, de obicei, în foile de catalog ca parametru echivalent hibrid (h), h_{FE}. Parametrii h sunt explicați în capitolul 6. În momentul de față trebuie să știți doar că:

$$h_{FE} = \beta_{c.c.}$$

Raportul dintre curentul continuu prin colector, I_C, și curentul continuu prin emitor, I_E, se numește **alfa** în c.c. ($\alpha_{c.c.}$).

$$\alpha_{c.c.} = \frac{I_C}{I_E} \tag{4-3}$$

Uzual, $\alpha_{c.c.}$ ia valori începând de la 0,95 până la peste 0,99, rămânând însă totdeauna subunitar. Explicația: I_C este întotdeauna puțin mai mic decât I_E, diferența reprezentând-o I_B. De exemplu, dacă I_E = 100 mA și I_B = 1 mA, atunci I_C = 99 mA și $\alpha_{C.C.}$ = 0,99.

Relația dintre $\beta_{c.c.}$ și $\alpha_{c.c.}$

Să considerăm ecuația curenților, $I_E = I_C + I_B$, și să o împărțim prin I_C.

$$\frac{I_E}{I_C} = \frac{I_C}{I_C} + \frac{I_B}{I_C} = 1 + \frac{I_B}{I_C}$$

Având în vedere că $\beta_{c.c.} = I_C/I_B$ și $\alpha_{c.c.} = I_C/I_E$, putem substitui în ecuație inversele lor și obținem:

$$\frac{1}{\alpha_{c.c.}} = 1 + \frac{1}{\beta_{c.c.}}$$

Rearanjând ecuația pentru a pune în evidență parametrul $\beta_{c.c.}$, obținem:

$$\beta_{c.c.} = \frac{\alpha_{c.c.}}{1 - \alpha_{c.c.}}$$

În concluzie, cu cât $\alpha_{c.c.}$ este mai aproape de 1, cu atât $\beta_{c.c.}$ este mai mare.

EXEMPLUL 4-1

Determinați $\beta_{c.c.}$, I_E și $\alpha_{c.c.}$ ale unui tranzistor pentru care se cunosc $I_B = 50\ \mu A$ și $I_C = 3{,}65\ mA$.

Rezolvare

$$\beta_{c.c.} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3{,}65\ mA}{50\ \mu A} = 73$$

$$I_E = I_C + I_B = 3{,}65\ mA + 50\ \mu A = 3{,}70\ mA$$

$$\alpha_{c.c.} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{3{,}65\ mA}{3{,}70\ mA} = 0{,}986$$

Exercițiu complementar Un tranzistor are $\beta_{c.c.}$ de 200. Determinați curentul de colector la un curent de bază de 50 μA. Cât este $\alpha_{c.c.}$?

Analiza curenților și a tensiunilor

Să considerăm configurația elementară a circuitului de polarizare a tranzistorului din fig. 4-7. Se pot identifica trei curenți și trei tensiuni continue.

I_B : curentul continuu de bază
I_E : curentul continuu de emitor
I_C : curentul continuu de colector
V_{BE}: tensiunea continuă dintre bază și emitor
V_{CB}: tensiunea continuă dintre colector și bază
V_{CE}: tensiunea continuă dintre colector și emitor

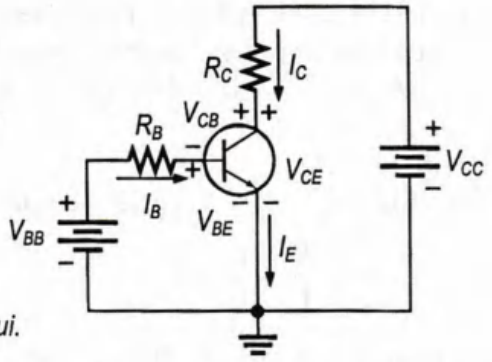


FIGURA 4-7
Curenții și tensiunile tranzistorului.

V_{BB} polarizează direct joncțiunea bază-emitor, iar V_{CC} polarizează invers joncțiunea bază-colector. Când joncțiunea bază-emitor este polarizată direct, ea se comportă ca o diodă polarizată direct și prezintă o cădere de tensiune directă nominală:

$$V_{BE} \cong 0{,}7\ V \qquad (4\text{-}4)$$

Cu toate că în realitate un tranzistor poate avea V_{BE} de 0,9 V, în funcție de curent, pe parcursul cărții vom considera valoarea de 0,7 V, pentru a simplifica analizarea conceptelor fundamentale.

Întrucât emitorul este la masă (0 V), din legea lui Kirchhoff referitoare la tensiuni obținem tensiunea pe R_B:

$$V_{R_B} = V_{BB} - V_{BE}$$

De asemenea, din legea lui Ohm:

$$V_{R_B} = I_B R_B$$

Substituind , obținem:

$$I_B R_B = V_{BB} - V_{BE}$$

Din ecuație rezultă I_B:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \tag{4-5}$$

Căderea de tensiune pe R_C este:

$$V_{R_C} = I_C R_C$$

Tensiunea dintre colector și emitorul conectat la masă este:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{4-6}$$

unde $I_C = \beta_{c.c.} I_B$. Tensiunea pe joncțiunea colector-bază, polarizată invers, este:

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \tag{4-7}$$

EXEMPLUL 4-2

Determinați I_B, I_C, I_E, V_{BE}, V_{CE} și V_{CB} din circuitul din fig. 4-8. Tranzistorul are $\beta_{c.c.} = 150$.

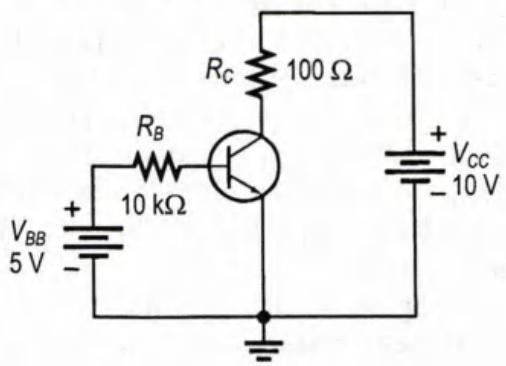


FIGURA 4-8

Rezolvare

Din ecuația (4-4), $V_{BE} \cong$ **0,7 V**. Curenții de bază, de colector și de emitor se calculează astfel:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = \mathbf{430\ \mu A}$$

$$I_C = \beta_{c.c.} I_B = (150)(430\ \mu\text{A}) = \mathbf{64{,}5\ mA}$$

$$I_E = I_C + I_B = 64{,}5\text{ mA} + 430\ \mu\text{A} = \mathbf{64{,}9\ mA}$$

De aici se află V_{CE} și V_{CB}:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10\text{ V} - (64{,}5\text{ mA})(100\ \Omega) = 10\text{ V} - 6{,}45\text{ V} = \mathbf{3{,}55\ V}$$

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 3{,}55\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = \mathbf{2{,}85\ V}$$

Întrucât potențialul colectorului este mai mare decât cel al bazei, joncțiunea colector-bază este polarizată invers.

Exercițiu complementar Determinați I_B, I_C, I_E, V_{CE} și V_{CB} din circuitul din fig. 4-8 pentru următoarele valori ale componentelor: $R_B = 22\ k\Omega$, $R_C = 220\ \Omega$, $V_{BB} = 6\ V$, $V_{CC} = 9\ V$ și $\beta_{c.c.} = 90$.

Caracteristicile curentului de colector

Cu un circuit ca acela prezentat în fig. 4-9(a) se poate obține un set *de caracteristici ale curentului de colector*, I_C, care arată cum variază acesta în funcție de tensiunea colector-emitor, V_{CE}, la valori date ale curentului de bază, I_B. Remarcați în schema circuitului că atât V_{BB}, cât și V_{CC} sunt surse de tensiune variabile.

Să presupunem că V_{BB} este fixată astfel încât I_B să aibă o anumită valoare, iar V_{CC} este zero. În aceste condiții, atât joncțiunea bază-emitor, cât și joncțiunea bază-colector sunt polarizate direct, deoarece potențialul bazei este la aproximativ 0,7 V, pe când emitorul și colectorul se află la 0 V. Curentul de bază circulă prin joncțiunea bază-emitor din cauza impedanței mici dintre bază și masă, deci I_C este zero. Când ambele joncțiuni sunt polarizate direct, tranzistorul lucrează în regiunea sa de **saturație**.

Pe măsură ce V_{CC} crește, se mărește treptat și V_{CE}, din cauza creșterii curentului de colector. Fenomenul acesta este reprezentat de porțiunea de grafic cuprinsă între punctele *A* și *B* din fig. 4-9(b). I_C crește la creșterea V_{CC}, întrucât V_{CE} rămâne mai mică de 0,7 V din cauza polarizării directe a joncțiunii bază-colector.

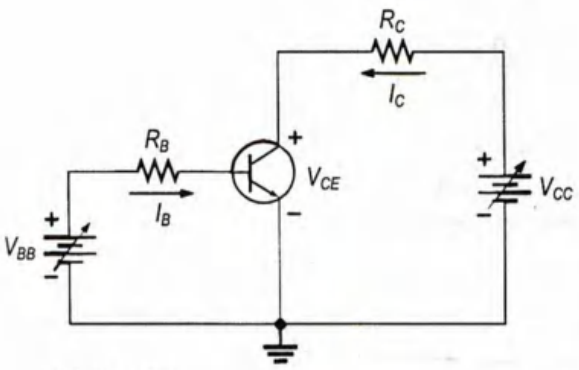
Teoretic, când V_{CE} depășește 0,7 V, joncțiunea bază-colector devine polarizată invers și tranzistorul intră în regiunea de funcționare **liniară** sau *activă*. Cu joncțiunea bază-colector polarizată invers, I_C își încetează creșterea și rămâne practic constant pentru aceeași valoare I_B, în timp ce V_{CE} continuă să crească. În realitate, I_C cunoaște o ușoară creștere la creșterea V_{CE} datorită extinderii regiunii golite a joncțiunii bază-colector. Aceasta are ca efect scăderea numărului de goluri disponibile pentru recombinare în regiunea bazei, care conduce, practic, la o ușoară creștere a $\beta_{c.c.}$. Fenomenul este reprezentat de porțiunea de grafic cuprinsă între punctele *B* și *C* din fig. 4-9(b). Pentru această zonă a graficului, valoarea I_C respectă în exclusivitate relația: $I_C = \beta_{c.c.} I_B$.

Când V_{CE} atinge o valoare suficient de mare, joncțiunea bază-colector, polarizată invers, intră în regim de străpungere; atunci, curentul de colector crește rapid, așa cum arată porțiunea de grafic din partea dreaptă a punctului *C*, din fig. 4-9(b). Tranzistoarele nu trebuie să funcționeze niciodată în această regiune de străpungere.

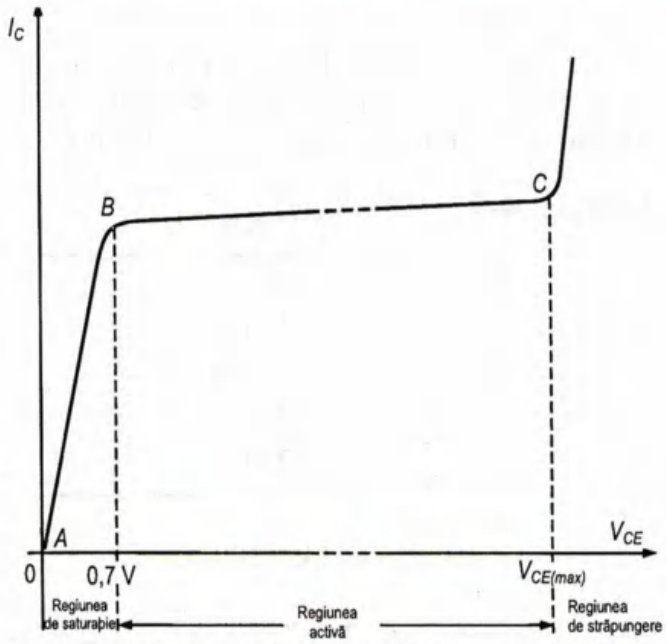
Dacă ridicăm caracteristicile dependenței I_C de V_{CE} pentru mai multe valori I_B, obținem o familie de caracteristici ale curentului de colector, ca în fig. 4-9(c). La $I_B = 0$, tranzistorul se află în regiunea de **blocare**, cu toate că mai există un mic curent rezidual, cum se poate observa. Valoarea curentului rezidual de colector la $I_B = 0$ este exagerată în desen, pentru o mai bună lizibilitate.

FIGURA 4-9

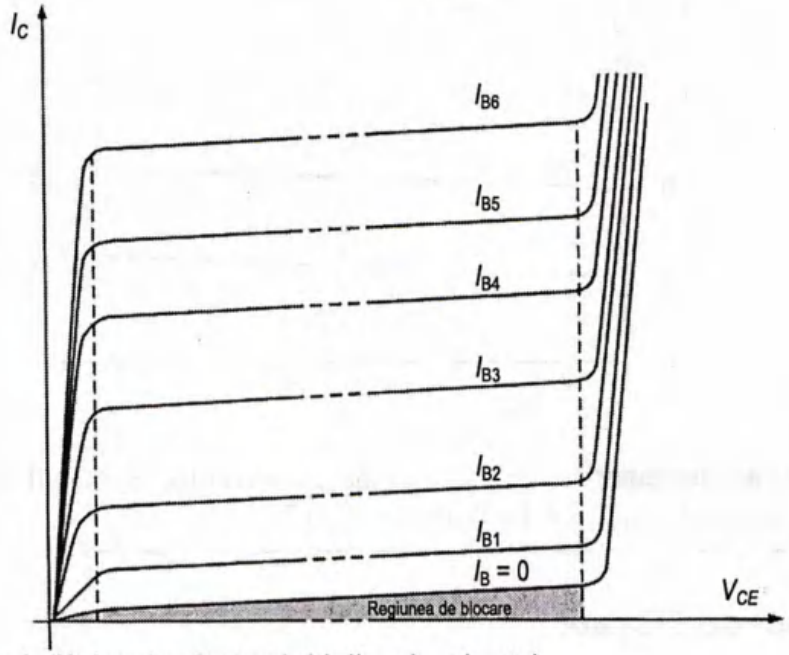
Graficul caracteristicii curentului de colector.



(a) Circuitul



(b) Graficul dependenței I_C de V_{CE} pentru o valoare I_B dată



(c) Familia de curbe $I_C = I_C (V_{CE})$ pentru câteva valori I_B ($I_{B1} < I_{B2} < I_{B3}$ etc.)

EXEMPLUL 4-3

Trasați familia de curbe teoretice ale curentului de colector din circuitul din fig. 4-10 pentru valori I_B cuprinse între 5 μA și 25 μA, la intervale de 5 μA. Se consideră că $\beta_{c.c.} = 100$, iar V_{CE} nu depășește limita de străpungere.

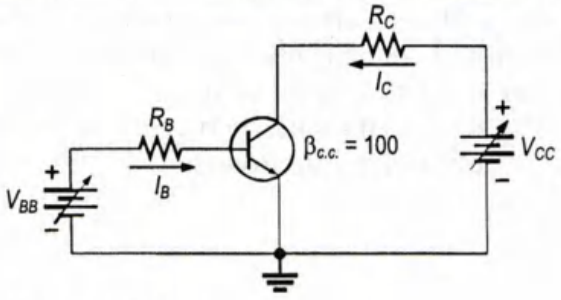


FIGURA 4-10

Rezolvare

Valorile I_C au fost calculate din relația $I_C = \beta_{c.c.} I_B$ și înscrise în tabelul 4-1. Graficul este cel din fig. 4-11. Acestea sunt curbele teoretice (ideale), deoarece s-a neglijat ușoara creștere din regiunea activă a I_C la creșterea V_{CE}, pentru același I_B.

TABELUL 4-1

I_B	I_C
5 μA	0,5 mA
10 μA	1,0 mA
15 μA	1,5 mA
20 μA	2,0 mA
25 μA	2,5 mA

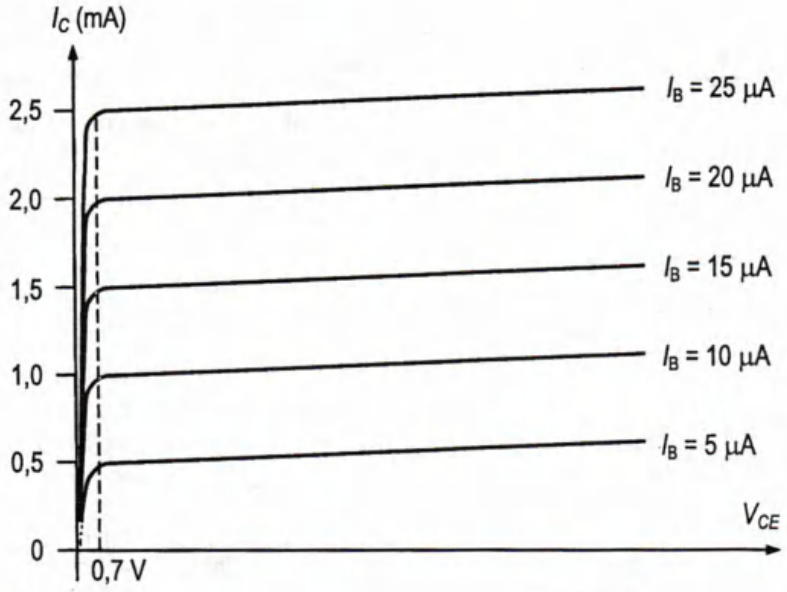


FIGURA 4-11

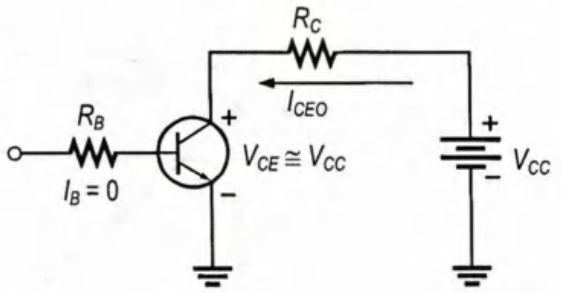
Exercițiu complementar Dacă se neglijează curentul rezidual de colector, unde va apărea, pe graficul din fig. 4-11, curba pentru $I_B = 0$?

Regimul de blocare

Așa cum am mai menționat, la $I_B = 0$, tranzistorul funcționează în regiunea de blocare. Acest mod de funcționare este ilustrat în fig. 4-12, cu terminalul bazei în gol, ceea ce are ca efect un curent de bază nul. În asemenea condiții mai există un foarte slab curent rezidual de colector, I_{CEO}, datorat în special purtătorilor generați termic. Întrucât I_{CEO} este extrem de mic, se neglijează, de obicei, în analiza circuitelor, astfel că se consideră $V_{CE} = V_{CC}$. În regim de blocare, atât joncțiunea bază-emitor, cât și joncțiunea bază-colector sunt polarizate invers.

FIGURA 4-12

Funcționare în regim de blocare: Curentul rezidual de colector (I_{CEO}) este extrem de slab și de obicei se neglijează. Joncțiunile bază-emitor și bază-colector sunt polarizate invers.

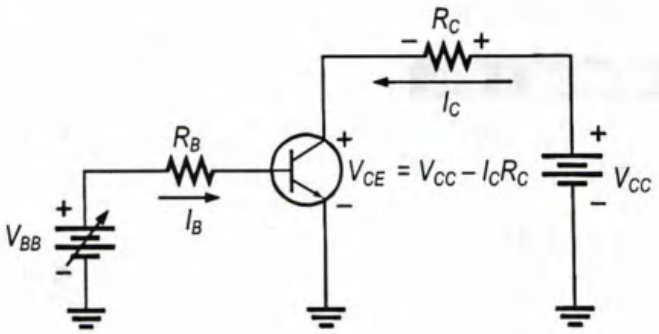


Regimul de saturație

Când tensiunea bază-emitor devine polarizată direct și mărim curentul de bază, crește și curentul de colector ($I_C = \beta_{c.c.} I_B$), iar V_{CE} scade din cauza creșterii căderii de tensiune pe rezistorul din colector ($V_{CE} = V_{CC} - \beta_{c.c.} I_B$). Figura 4-13 ilustrează aceste condiții. Când V_{CE} ajunge la valoarea sa de saturație, $V_{CE(sat)}$, joncțiunea bază-colector devine polarizată direct și I_C nu mai poate crește chiar dacă I_B continuă să crească. La saturație, relația $I_C = \beta_{c.c.} I_B$ nu mai este valabilă. $V_{CE(sat)}$ a tranzistorului se află undeva sub zona de curbură a graficului curentului de colector și în cazul tranzistoarelor cu siliciu are o valoare de numai câteva zecimi de volt.

FIGURA 4-13

Funcționare în regim de saturație: Pe măsură ce I_B crește datorită creșterii V_{BB}, crește și I_C, iar V_{CE} scade datorită creșterii căderii de tensiune pe R_C. Când tranzistorul ajunge la saturație, I_C nu mai poate crește chiar dacă I_B continuă să crească. Joncțiunile bază-emitor și bază-colector sunt polarizate direct.



Dreapta de sarcină în c.c.

Regimurile de blocare și de saturație pot fi raportate la curbele caracteristicilor curentului de colector cu ajutorul unei drepte de sarcină. Figura 4-14 prezintă o dreaptă de sarcină în c.c., trasată pe o familie de curbe, unind punctul de blocare cu cel de saturație. Capătul inferior al dreptei de sarcină se găsește în punctul de blocare teoretic (ideal), la $I_C = 0$ și $V_{CE} = V_{CC}$. Capătul superior al dreptei de sarcină se găsește în punctul de saturație, la $I_C = I_{C(sat)}$ și $V_{CE} = V_{CE(sat)}$. De-a lungul dreptei de sarcină, între cele două puncte – de blocare și de saturație – se află regiunea activă de funcționare a tranzistorului. Despre funcționarea pe dreapta de sarcină vom discuta mai pe larg într-unul dintre capitolele următoare.

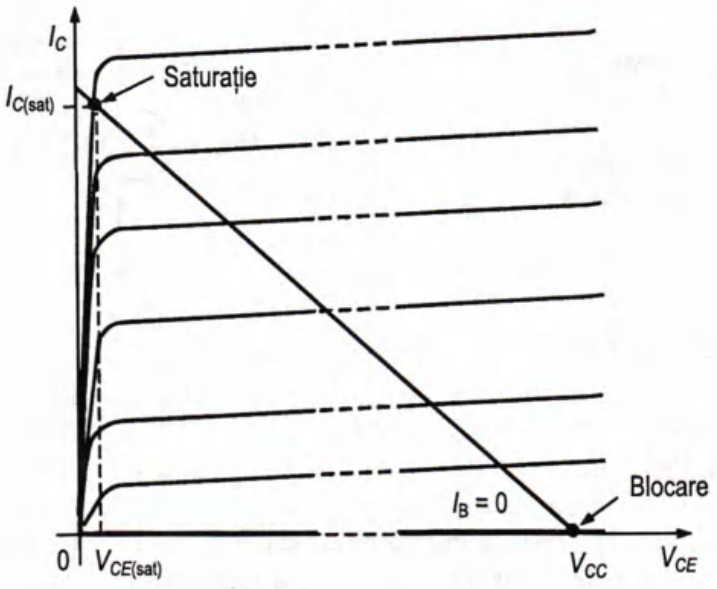


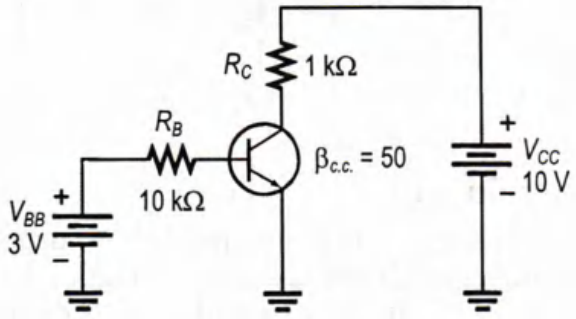
FIGURA 4-14

Dreapta de sarcină în c.c. pentru o familie de curbe ale curentului de colector, cu indicarea condițiilor de blocare şi de saturație.

EXEMPLUL 4-4

Stabiliți dacă tranzistorul din fig. 4-15 funcționează în regim de saturație. Se consideră $V_{CE(sat)} = 0{,}2$ V.

FIGURA 4-15



Rezolvare

Întâi se determină $I_{C(sat)}$:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{10\text{ V} - 0{,}2\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = \frac{9{,}8\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 9{,}8\text{ mA}$$

Apoi se verifică dacă I_B este suficient de mare pentru a produce acest $I_{C(sat)}$:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{3\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = \frac{2{,}3\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0{,}23\text{ mA}$$

$$I_C = \beta_{c.c.} I_B = (50)(0{,}23\text{ mA}) = 11{,}5\text{ mA}$$

Deci, la $\beta_{c.c.}$ dat și la curentul de bază calculat, I_C este mai mare decât $I_{C(sat)}$. Prin urmare, tranzistorul este saturat, iar valoarea de 11,5 mA a curentului de colector nu poate fi atinsă. Chiar dacă se mai mărește I_B, curentul de colector rămâne la valoarea de saturație.

Exercițiu complementar Stabiliți dacă tranzistorul din fig. 4-15 funcționează în regim de saturație, cunoscând următoarele valori: $\beta_{c.c.} = 125$, $V_{BB} = 1{,}5$ V, $R_B = 6{,}8$ kΩ, $R_C = 180$ Ω și $V_{CC} = 12$ V.

Mai multe despre $\beta_{c.c.}$

$\beta_{c.c.}$ sau h_{FE} este un parametru de mare importanță pentru tranzistoarele bipolare cu joncțiuni, pe care trebuie să-l cunoașteți mai bine. $\beta_{c.c.}$ nu este chiar o constantă, variind atât cu curentul de colector, cât și cu temperatura. Dacă se menține joncțiunea la o temperatură constantă și se mărește I_C, $\beta_{c.c.}$ va crește până la o valoare maximă. Dacă se continuă creșterea I_C și după atingerea acelui punct de maxim, $\beta_{c.c.}$ începe să scadă. Dacă se menține constant I_C și se variază temperatura, $\beta_{c.c.}$ variază la fel cu aceasta. $\beta_{c.c.}$ crește la creșterea temperaturii și invers. Figura 4-16 prezintă dependența parametrului $\beta_{c.c.}$ de I_C și de temperatura joncțiunii (T_J), pentru un tranzistor reprezentativ.

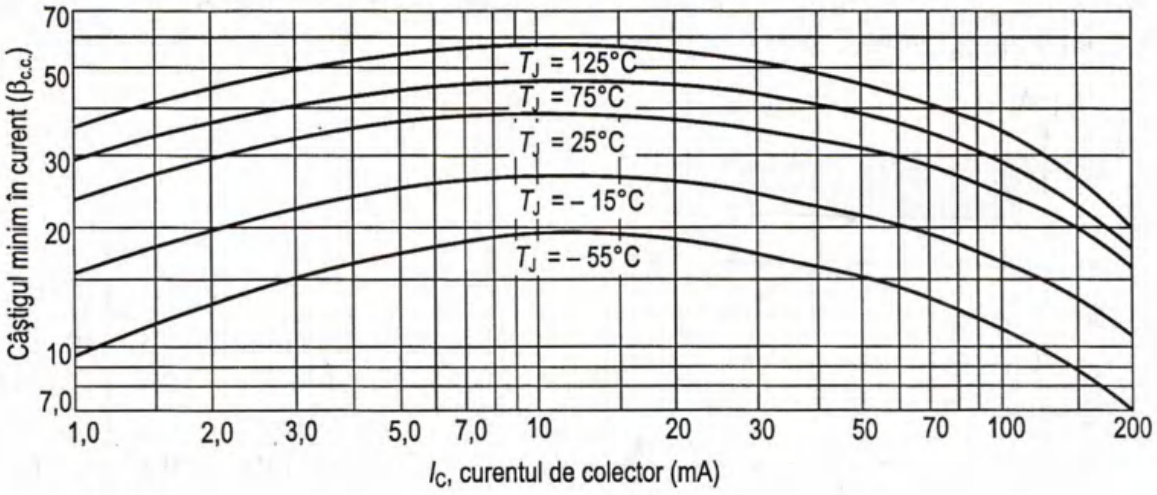


FIGURA 4-16

Variația parametrului $\beta_{c.c.}$ cu I_C la câteva valori de temperatură.

În foile de catalog se găsesc, de obicei, valorile $\beta_{c.c.}$ (h_{FE}) pentru anumite valori ale I_C. Chiar la aceleași valori ale I_C și temperaturii, $\beta_{c.c.}$ variază de la un exemplar la altul al aceluiași tip de tranzistoare din cauza fluctuațiilor inerente procesului de fabricație. Valoarea parametrului $\beta_{c.c.}$ înscrisă în foile de catalog pentru o valoare dată a I_C este, de obicei, cea minimă, $\beta_{c.c.(min)}$, însă uneori se poate să întâlniți și valori maxime sau tipice.

Valorile limită absolute ale tranzistoarelor

Ca orice alt dispozitiv electronic, tranzistorul poate funcționa doar între anumite limite. Acestea se găsesc, în mod normal, în foile de catalog ale producătorului, sub denumirea de valori limită absolute*. Valorile limită absolute menționate de regulă sunt: tensiunea colector-bază, tensiunea colector-emitor, tensiunea emitor-bază, curentul de colector și puterea disipată.

* Maximum ratings, în limba engleză. (n.t.)

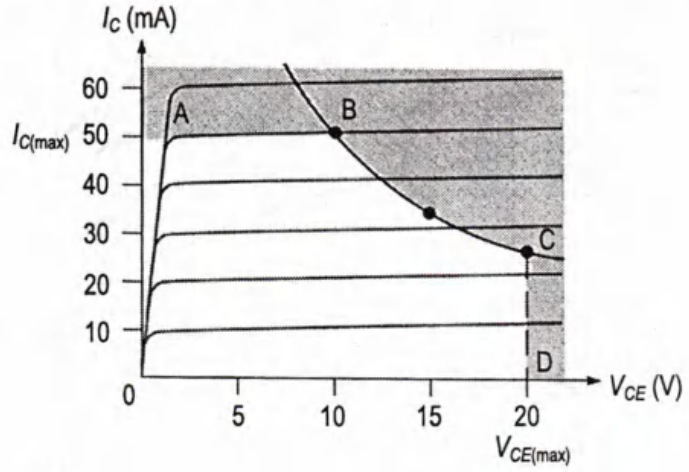
Produsul dintre V_{CE} și I_C nu trebuie să depășească puterea disipată maximă. V_{CE} și I_C nu își ating simultan valorile maxime. Dacă V_{CE} ia valoarea maximă, I_C poate fi calculat astfel:

$$I_C = \frac{P_{D(max)}}{V_{CE}} \tag{4-8}$$

Dacă I_C ia valoarea maximă, V_{CE} poate fi calculat tot din formula (4-8), astfel:

$$V_{CE} = \frac{P_{D(max)}}{I_C}$$

Pentru orice tranzistor se poate trasa curba puterii disipate maxime pe graficul caracteristicilor curentului de colector, ca în fig. 4-17(a). Valorile reprezentate grafic sunt înscrise în tabelul din fig. 4-17(b). Să presupunem că $P_{D(max)}$ = 500 mW, $V_{CE(max)}$ = 20 V și $I_{C(max)}$ = 50 mA. Graficul arată că acest tranzistor nu poate funcționa în regiunea hașurată. $I_{C(max)}$ este mărimea ce limitează funcționarea între punctele *A* și *B*, $P_{D(max)}$ între *B* și *C*, iar $V_{CE(max)}$ între *C* și *D*.



(a)

$P_{D(max)}$	V_{CE}	I_C
500 mW	5 V	100 mA
500 mW	10 V	50 mA
500 mW	15 V	33 mA
500 mW	20 V	25 mA

(b)

FIGURA 4-17
Curba puterii disipate maxime.

EXEMPLUL 4-5

Un tranzistor trebuie să funcționeze la V_{CE} = 6 V. Dacă valoarea limită absolută a puterii maxime este de 250 mW, care este cea mai mare valoare a curentului de colector cu care poate lucra?

Rezolvare

$$I_C = \frac{P_{D(max)}}{V_{CE}} = \frac{250 \text{ mW}}{6 \text{ V}} = \mathbf{41,7 \text{ mA}}$$

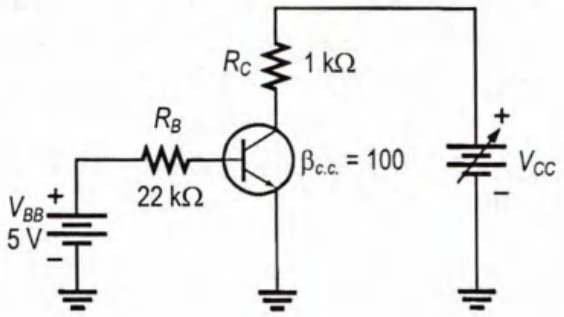
Amintiți-vă că nu este obligatoriu ca aceasta să fie valoarea maximă a I_C. Tranzistorul poate funcționa la o valoare mai mare a I_C dacă se reduce V_{CE}, atâta timp cât nu se depășește $P_{D(max)}$.

Exercițiu complementar Dacă $P_{D(max)}$ = 1 W, care este cea mai mare valoare a tensiunii V_{CE} dacă tranzistorul lucrează cu I_C = 100 mA?

EXEMPLUL 4-6

Tranzistorul din fig. 4-18 are următoarele valori limită absolute: $P_{D(max)}$ = 800 mW, V_{CE} = 15 V, $I_{C(max)}$ = 100 mA. Care este valoarea până la care se poate mări V_{CC} fără a se depăși nici una dintre valorile limită? Care dintre aceste valori va fi depășită mai întâi?

FIGURA 4-18



Rezolvare

Mai întâi trebuie aflat I_B, ca să putem calcula I_C.

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_R} = \frac{5\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{22\text{ k}\Omega} = 195\ \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta_{c.c.} I_B = (100)(195\ \mu\text{A}) = 19{,}5\text{ mA}$$

I_C este mult mai mic decât $I_{C(max)}$ și nu va varia cu V_{CC}. Este determinat numai de I_B și $\beta_{c.c.}$.

Căderea de tensiune pe R_C este:

$$V_{R_C} = I_C R_C = (19{,}5\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 19{,}5\text{ V}$$

Acum se poate determina valoarea V_{CC} pentru $V_{CE} = V_{CE(max)}$ = 15 V.

$$V_{R_C} = V_{CC} - V_{CE}$$

Deci:

$$V_{CC(max)} = V_{CE(max)} + V_{R_C} = 15\text{ V} + 19{,}5\text{ V} = \mathbf{34{,}5\text{ V}}$$

În aceste condiții, V_{CC} poate crește până la 34,5 V fără a se depăși $V_{CE(max)}$. Însă nu știm dacă în acest punct se depășește valoarea $P_{D(max)}$.

$$P_D = V_{CE(max)} I_C = (15\text{ V})(19{,}5\text{ mA}) = 293\text{ mW}$$

$P_{D(max)}$ = 800 mW, deci această valoare *nu* este depășită la V_{CC} = 34,5 V. Prin urmare, $V_{CE(max)}$ = 15 V este mărimea ce limitează funcționarea în acest caz. Dacă anulăm curentul de bază, oprind astfel funcționarea tranzistorului, **valoarea depășită mai întâi va fi $V_{CE(max)}$**, deoarece întreaga tensiune a sursei V_{CC} va cădea pe tranzistor.

Exercițiu complementar Tranzistorul din fig. 4-18 are următoarele valori limită absolute: $P_{D(max)}$ = 500 mW, $V_{CE(max)}$ = 25 V, $I_{C(max)}$ = 200 mA. Determinați valoarea până la care se poate mări V_{CC} fără a se depăși nici una dintre valorile limită. Care dintre ele va fi depășită prima?

Corectarea $P_{D(max)}$

Valoarea $P_{D(max)}$ este dată în catalog, de obicei, pentru temperatura de 25°C. La temperaturi mai mari, $P_{D(max)}$ este mai mică. Adesea, puteți găsi în cataloage coeficienții de corecție pentru aflarea valorii $P_{D(max)}$ la temperaturi de peste 25°C. De exemplu, un coeficient de corecție de 2 mW/°C înseamnă că puterea disipată maximă se diminuează cu câte 2 mW pentru fiecare grad Celsius cu care crește temperatura.

EXEMPLUL 4-7

Un tranzistor are $P_{D(max)}$ de 1 W la 25°C. Coeficientul de corecție este de 5 mW/°C. Care va fi $P_{D(max)}$ la temperatura de 70°C?

Rezolvare

Corectarea (reducerea) valorii $P_{D(max)}$ se face cu:

$$\Delta P_{D(max)} = (5 \text{ mW/°C})(70°C - 25°C) = (5 \text{ mW/°C})(45°C) = 225 \text{ mW}$$

Deci, la 70°C, $P_{D(max)}$ va fi:

$$1 \text{ W} - 225 \text{ mW} = \mathbf{775 \text{ mW}}$$

Exercițiu complementar Un tranzistor are $P_{D(max)} = 5$ W la 25°C. Coeficientul de corecție este de 10 mW/°C. Care va fi $P_{D(max)}$ la temperatura de 70°C?

Foi de catalog pentru tranzistoare

În figura 4-19 este prezentată parțial o foaie de catalog pentru tranzistoarele *npn* 2N3903 și 2N3904. Observați că tensiunea maximă colector-emitor (V_{CEO}) este de 40 V. Indicele „O" semnifică faptul că tensiunea se măsoară între colector (C) și emitor (E) cu baza în gol (O – *open*, în lb. engleză). În această carte folosim valoarea $V_{CE(max)}$ pentru o mai bună înțelegere. Observați, de asemenea, că valoarea maximă a curentului de colector este de 200 mA.

Valorile parametrului $\beta_{c.c.}$(h_{FE}) sunt date pentru câteva valori I_C și, cum se vede, h_{FE} variază cu I_C așa cum am discutat mai devreme.

Tensiunea colector-emitor la saturație, $V_{CE(sat)}$, este de maximum 0,2 V la $I_{C(sat)} = 10$ mA și crește la creșterea curentului.

SECȚIUNEA 4-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

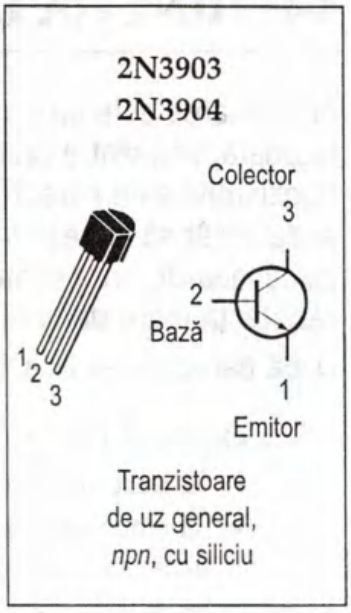
1. Definiți $\beta_{c.c.}$ și $\alpha_{c.c.}$. Ce este h_{FE}?
2. Câștigul în c.c. al unui tranzistor fiind 100, determinați $\beta_{c.c.}$ și $\alpha_{c.c.}$.
3. Care sunt cele două variabile pentru care se trasează graficul caracteristicii curentului de colector?
4. Care sunt condițiile de polarizare necesare pentru funcționarea în regim de amplificare a tranzistorului?
5. $\beta_{c.c.}$ crește sau scade cu temperatura?
6. Parametrul $\beta_{c.c.}$ poate fi considerat o constantă a unui tip de tranzistor?

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	40	V c.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	60	V c.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	6,0	V c.c.
Curentul de colector - continuu	I_C	200	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	625 5,0	mW mW/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_C = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	1,5 12	Watt mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare a joncțiunii	T_J, T_{stg}	-55...+150	°C

Caracteristici termice

Caracteristica	Simbolul	Valoare maximă	Unitatea
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{\theta JC}$	83,3	°C/W
Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{\theta JA}$	200	°C/W



Tranzistoare de uz general, *npn*, cu siliciu

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Caracteristici de blocare				
Tensiunea de străpungere colector-emitor (I_C = 1,0 mA c.c., I_B = 0)	$V_{(BR)CEO}$	40	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere colector-bază (I_C = 10 μA c.c., I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	60	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere emitor-bază (I_E = 10 μA c.c., I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	6,0	–	V c.c.
Curentul de blocare de bază (V_{CE} = 30 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c)	I_{BL}	–	50	n A c.c.
Curentul de blocare de colector (V_{CE} = 30 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c.)	I_{CEX}	–	50	n A c.c.
Caracteristici de conducție				
Câștigul în c.c.	h_{FE}			–
(I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		20	–	
2N3904		40	–	
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		35	–	
2N3904		70	–	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		50	150	
2N3904		100	300	
(I_C = 50 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		30	–	
2N3904		60	–	
(I_C = 100 m Ac.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		15	–	
2N3904		30	–	
Tensiunea de saturație colector-emitor	$V_{CE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)		–	0,2	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)		–	0,3	
Tensiunea de saturație bază-emitor	$V_{BE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)		0,65	0,85	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)		–	0,95	

FIGURA 4-19

Fragment de foaie de catalog spentru tranzistoare.

4-4 FUNCȚIA DE AMPLIFICARE A TRANZISTORULUI

Amplificarea este procesul de mărire liniară a amplitudinii unui semnal electric și, totodată, una dintre principalele aplicații ale tranzistoarelor. După cum ați învățat, tranzistorul este caracterizat de un câștig în curent (β). Când tranzistorul este polarizat astfel încât să lucreze în regiunea activă (sau liniară), cum am arătat mai devreme, joncțiunea BE are rezistența mică datorită polarizării directe, iar joncțiunea BC are rezistența mare datorită polarizării inverse.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați cum se folosește tranzistorul ca amplificator de tensiune

- ▶ Să descrieți procesul de amplificare
- ▶ Să elaborați circuitul echivalent de c.a. pentru o schemă elementară de amplificare cu tranzistor
- ▶ Să determinați câștigul în tensiune al unui amplificator elementar cu tranzistor

Mărimi de c.c. și de c.a.

Înainte de a prezenta principiul **amplificării** cu tranzistor este necesar să trecem în revistă notațiile pe care le vom folosi pentru curent, tensiune și rezistență, întrucât circuitele de amplificare sunt caracterizate atât de mărimi de c.c., cât și de mărimi de c.a.

În textul de față, majusculele cursive sunt folosite atât în c.c., cât și în c.a., pentru desemnarea curenților (I) și a tensiunilor (V). Acest mod de notare se aplică mărimilor de c.a. eficace, medii, de vârf și vârf la vârf. Valorile curenților și tensiunilor alternative se vor considera totdeauna cele eficace, în lipsa unei mențiuni explicite. În unele lucrări se utilizează litere mici – i și v – pentru mărimile de c.a., însă noi vom rezerva aceste notații numai pentru valorile instantanee. Pentru a face deosebirea între mărimile de c.c. și cele de c.a. vom utiliza indicii.

Mărimile de c.c. vor avea indici din majuscule drepte (necursive). De exemplu, I_B, I_C și I_E sunt curenții de regim continuu ai tranzistorului. V_{BE}, V_{CB} și V_{CE} sunt tensiunile continue dintre terminalele respective ale tranzistorului. Tensiunile cu indicii formați dintr-o singură literă, ca, de exemplu, V_B, V_C și V_E, reprezintă potențialele de c.c. ale terminalelor respective față de masă.

Mărimile de c.a. și cele variabile aleator sunt desemnate prin indici scriși cu litere mici, cursive. De exemplu, I_b, I_c și I_e sunt curenții de c.a. ai tranzistorului. V_{be}, V_{cb} și V_{ce} sunt tensiunile de c.a. dintre terminalele respective ale tranzistorului. Tensiunile cu indicii formați dintr-o singură literă, ca, de exemplu, V_b, V_c și V_e, reprezintă potențialele variabile ale terminalelor respective față de masă.

Pentru rezistențele *interne* ale tranzistorului se aplică o altă regulă. După cum vom discuta mai târziu, tranzistoarele au rezistențe interne de c.a. desemnate prin r' și un indice corespunzător. De exemplu, rezistența internă în c.a. a emitorului se notează r'_e.

Rezistențele din circuitul extern conectate la terminalele tranzistorului se notează cu majuscula cursivă R, urmată de un indice care le deosebește pe cele din circuitele de c.c. de cele din circuitele de c.a. (când este cazul), exact cum am notat tensiunile și curenții.

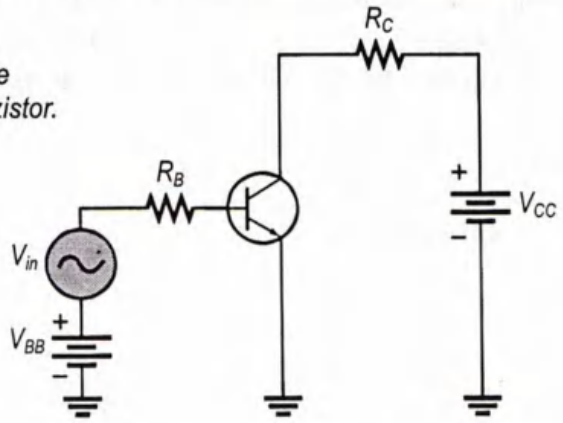
De exemplu, R_E este o rezistență în c.c., aflată în circuitul exterior al emitorului, iar R_e este o rezistență în c.a., în circuitul exterior al emitorului.

Amplificarea cu tranzistor

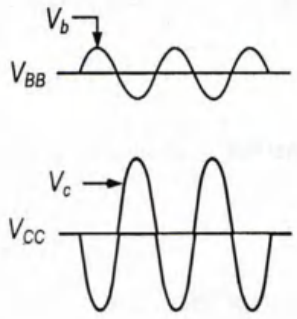
Așa cum ați învățat, tranzistorul produce o amplificare a curentului deoarece curentul de colector este egal cu curentul de bază înmulțit cu câștigul în curent, β. Curentul de bază într-un tranzistor este foarte mic în comparație cu curenții de emitor și colector. Din această cauză, curentul de emitor este aproximativ egal cu cel de colector.

Să privim acum circuitul din fig. 4-20(a) din perspectiva celor amintite anterior. Peste V_{BB}, tensiunea continuă a sursei de polarizare, se suprapune tensiunea alternativă V_{in} prin conectarea celor două surse în serie cu rezistorul din bază, R_B, ca în figură. Tensiunea de polarizare V_{CC} este conectată la colector prin intermediul rezistorului din colector, R_C.

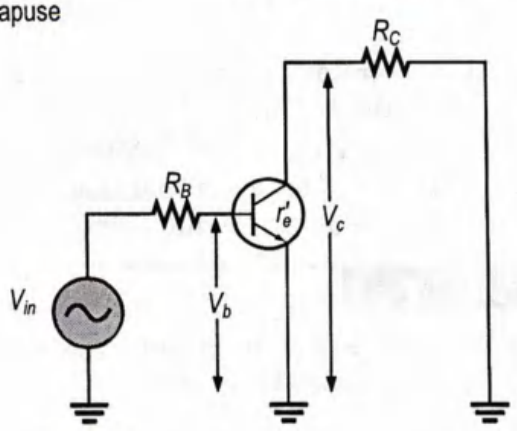
FIGURA 4-20
Circuit elementar de amplificare cu tranzistor.



(a) Circuitul cu tensiunile de intrare în c.a., V_{in}, și de polarizare, în c.c., suprapuse



(b) Formele de undă



(c) Circuitul echivalent de curent alternativ

Tensiunea alternativă de intrare generează un curent de bază alternativ, care va determina producerea unui curent alternativ mult mai mare în colector. Curentul alternativ de colector dă naștere, pe R_C, unei tensiuni alternative ce reproduce tensiunea alternativă de intrare, însă amplificată și inversată. Procesul se desfășoară în regiunea activă de funcționare a tranzistorului, ca în fig. 4-20(b).

Circuitul echivalent de c.a. În cazul ideal, sursele de tensiune continuă de polarizare apar ca scurtcircuite față de tensiunea alternativă. Prin urmare, circuitul echivalent de c.a. poate fi reprezentat ca în fig. 4-20(c), în care V_{BB} și V_{CC} au fost înlocuite prin legături în scurtcircuit.

Joncțiunea bază-emitor, polarizată direct, prezintă o rezistență foarte scăzută în c.a. Această rezistență internă în c.a. a emitorului este notată r'_e. Conform fig. 4-20(c), curentul alternativ de emitor este:

$$I_e \cong I_c = \frac{V_b}{r'_e}$$

Tensiunea alternativă din colector, V_c, este egală cu căderea de tensiune alternativă pe R_C.

$$V_c = I_c R_C$$

Întrucât $I_c \cong I_e$, tensiunea alternativă din colector este:

$$V_c \cong I_e R_C$$

Putem considera V_b ca fiind tensiunea alternativă de intrare în tranzistor, cu $V_b = V_{in} - I_b R_B$. V_c se consideră ca fiind tensiunea alternativă de ieșire a tranzistorului. Raportul dintre V_c și V_b este câștigul în tensiune alternativă, A_v, al circuitului cu tranzistor.

$$A_v = \frac{V_c}{V_b}$$

Înlocuind V_c cu $I_e R_C$ și V_b cu $I_e r'_e$, obținem:

$$A_v = \frac{V_c}{V_b} \cong \frac{I_e R_C}{I_e r'_e}$$

I_e se simplifică; prin urmare:

$$A_v \cong \frac{R_C}{r'_e} \qquad (4\text{-}9)$$

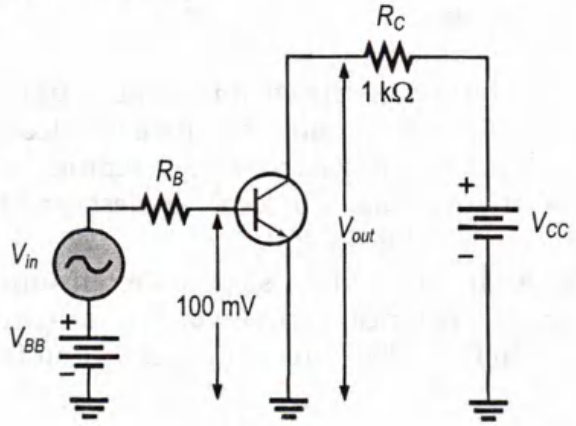
Ecuația (4-9) arată că, pentru tranzistorul din figura 4-20, amplificarea (sau câștigul în tensiune) depinde de valorile R_C și r'_e.

Având în vedere că R_C este întotdeauna mult mai mare decât r'_e, înseamnă că tensiunea de ieșire este totdeauna mai mare decât tensiunea de intrare. În capitolele următoare vor fi prezentate în detaliu diferite tipuri de amplificatoare.

EXEMPLUL 4-8

Determinați câștigul în tensiune și valoarea tensiunii alternative de ieșire pentru circuitul din fig. 4-21, dacă $r'_e = 50\ \Omega$.

FIGURA 4-21



Rezolvare

Câștigul în tensiune este:

$$A_v \cong \frac{R_C}{r'_e} = \frac{1\,\text{k}\Omega}{50\,\Omega} = \mathbf{20}$$

Prin urmare, tensiunea alternativă la ieșire va fi:

$$V_{out} = A_v V_b = (20)(100\,\text{mV}) = \mathbf{2\,V\ ef}$$

Exercițiu complementar Ce valoare R_C este necesară în circuitul din fig. 4-21 pentru a obține un câștig în tensiune de 50?

SECȚIUNEA 4-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este amplificarea?
2. Cum se definește câștigul în tensiune?
3. Numiți doi dintre factorii ce determină câștigul în tensiune al unui amplificator.
4. Ce câștig în tensiune are un amplificator cu tranzistor, a cărui tensiune de ieșire este de 5 V ef, iar cea de intrare, de 250 mV ef?
5. Un tranzistor conectat ca în fig. 4-21 are r'_e = 20 Ω. Dacă R_C este de 1200 Ω, cât este câștigul în tensiune?

4-5 FUNCȚIA DE COMUTARE A TRANZISTORULUI

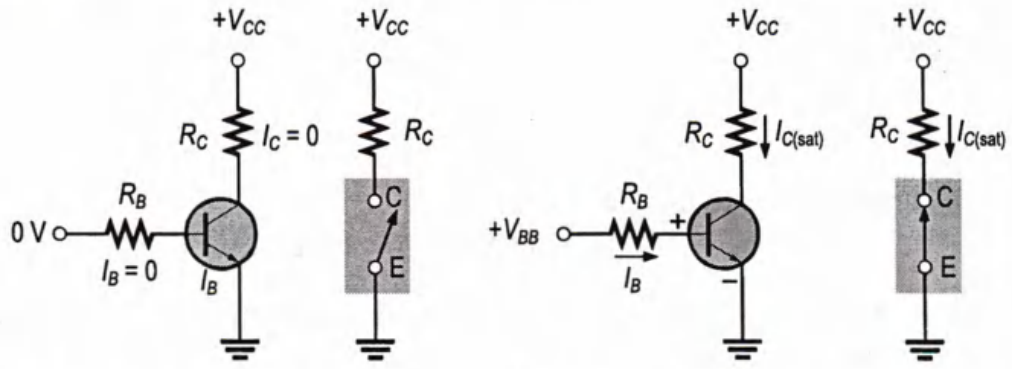
În secțiunea precedentă am discutat despre funcția de amplificare liniară a tranzistorului. Al doilea mare domeniu de utilizare a tranzistoarelor este comutația. Când lucrează în regim de comutație, tranzistorul funcționează alternativ în blocare și în saturație. Caracteristicile de comutație ale tranzistorului sunt utilizate în circuitele digitale.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați rolul de comutator electronic al tranzistorului

- Să analizați un circuit de comutație cu tranzistor în blocare și în saturație
- Să descrieți condițiile care determină blocarea
- Să descrieți condițiile care determină saturația
- Să comentați un circuit elementar de comutație cu tranzistor

Figura 4-22 ilustrează principiul de funcționare a tranzistorului ca dispozitiv de comutație. În condițiile din fig. (a), tranzistorul lucrează în regiunea de blocare deoarece joncțiunea bază-emitor nu este polarizată direct. De aceea, teoretic, între colector și emitor există o *întrerupere*, echivalentă cu un întrerupător deschis. În fig. (b), tranzistorul funcționează în regiunea de saturație, întrucât joncțiunile bază-emitor și bază-colector sunt polarizate direct, iar curentul de bază este suficient de intens pentru a determina atingerea valorii de saturație a curentului de colector. În aceste condiții, teoretic, emitorul și colectorul sunt în *scurtcircuit*, echivalent cu un întrerupător închis. În realitate există o cădere de tensiune de până la câteva zecimi de volt, și anume, tensiunea de saturație, $V_{CE(sat)}$.



(a) Blocare – întrerupător deschis (b) Saturație – întrerupător închis

FIGURA 4-22

Modelul ideal de funcționare în regim de comutație a tranzistorului.

Condițiile de blocare

Așa cum am arătat, tranzistorul se află în regiunea de blocare dacă joncțiunea bază-emitor *nu* este polarizată direct. Curentul rezidual se neglijează, toți ceilalți curenți sunt egali cu zero, deci V_{CE} este egală cu V_{CC}.

$$V_{CE(blocare)} = V_{CC} \tag{4-10}$$

Condițiile de saturație

După cum ați învățat, când joncțiunea bază-emitor este polarizată direct și curentul de bază are valoarea suficient de mare pentru a permite atingerea valorii maxime a curentului de colector, tranzistorul lucrează în saturație. Formula curentului de colector la saturație este:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \tag{4-11}$$

Deoarece $V_{CE(sat)}$ este foarte mică în comparație cu V_{CC}, de obicei se neglijează.

Valoarea minimă a curentului de bază necesară pentru aducerea tranzistorului în saturație este:

$$I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{c.c.}} \tag{4-12}$$

I_B trebuie să fie mult mai mare decât $I_{B(min)}$ pentru ca tranzistorul să depășească suficient pragul de saturație.

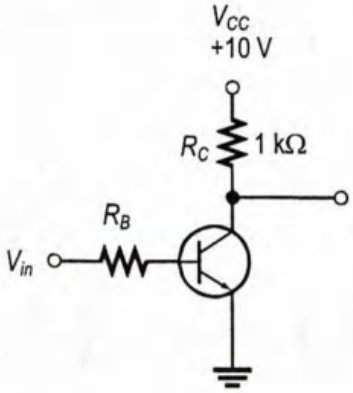
EXEMPLUL 4-9

(a) Care este valoarea V_{CE} pentru tranzistorul din fig. 4-23, dacă V_{IN} = 0 V?

(b) Care este valoarea minimă a I_B, necesară pentru a aduce acest tranzistor în saturație, dacă $\beta_{c.c.}$ = 200? Se neglijează $V_{CE(sat)}$.

(c) Calculați valoarea maximă a R_B dacă V_{IN} = 5 V.

FIGURA 4-23



Rezolvare

(a) Dacă $V_{IN} = 0$ V, tranzistorul este blocat (se comportă ca un întrerupător deschis) și

$$V_{CE} = V_{CC} = \mathbf{10\ V}$$

(b) Întrucât se neglijează $V_{CE(sat)}$ (considerată 0 V),

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{10\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 10\ \text{mA}$$

$$I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{c.c.}} = \frac{10\ \text{mA}}{200} = \mathbf{50\ \mu A}$$

Aceasta este valoarea I_B necesară pentru a aduce tranzistorul la pragul de saturație. Dacă I_B continuă să crească peste această valoare, tranzistorul va intra mai mult în regiunea de saturație, însă I_C nu va mai crește.

(c) Când tranzistorul funcționează la saturație (întrerupător închis), $V_{BE} \cong 0{,}7$ V. Tensiunea pe R_B este:

$$V_{R_B} = V_{IN} - V_{BE} \cong 5\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 4{,}3\ \text{V}$$

Valoarea maximă a R_B, necesară pentru ca valoarea minimă a I_B să fie de 50 μA, se calculează din legea lui Ohm astfel:

$$R_{B(max)} = \frac{V_{R_B}}{I_{B(min)}} = \frac{4{,}3\ \text{V}}{50\ \mu\text{A}} = \mathbf{86\ k\Omega}$$

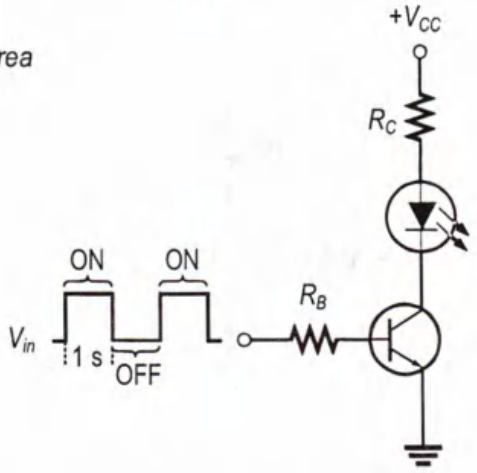
Exercițiu complementar Determinați valoarea minimă a I_B necesară pentru a aduce în saturație tranzistorul din fig. 4-23, dacă $\beta_{c.c.}$ este de 125 și $V_{CE(sat)}$ este de 0,2 V.

O aplicație simplă cu tranzistor în comutație

Tranzistorul din fig. 4-24 este utilizat drept întrerupător pentru a aprinde și a stinge un LED. Să considerăm că la intrare se aplică o tensiune rectangulară cu perioada de 2 s, ca în ilustrație. Când semnalul rectangular are valoarea de 0 V, tranzistorul este blocat și, neexistând curent de colector, LED-ul nu luminează. La nivelul superior al formei de undă, tranzistorul se saturează. Ca urmare, LED-ul devine polarizat direct, iar curentul de colector rezultat, care îl străbate, produce emisia de lumină. Obținem deci un LED care stă aprins o secundă și stins următoarea secundă.

FIGURA 4-24

Tranzistor utilizat pentru aprinderea și stingerea unui LED.



EXEMPLUL 4-10

LED-ului din fig. 4-24 îi este necesar un curent de 30 mA pentru ca lumina emisă de el să fie suficient de intensă. Prin urmare, curentul de colector trebuie să fie de aproximativ 30 mA. Determinați amplitudinea tensiunii de intrare rectangulare necesară pentru a aduce tranzistorul în saturație, dacă valorile folosite în circuit sunt cele date în continuare. Utilizați în calcule dublul valorii minime a curentului de bază, ca marjă de siguranță pentru saturarea tranzistorului. $V_{CC} = 9$ V, $V_{CE(sat)} = 0{,}3$ V, $R_C = 270\ \Omega$, $R_B = 3{,}3$ k Ω, $\beta_{c.c.} = 50$.

Rezolvare

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{9\text{ V} - 0{,}3\text{ V}}{270\ \Omega} = 32{,}2\text{ mA}$$

$$I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{c.c.}} = \frac{32{,}2\text{ mA}}{50} = 644\ \mu\text{A}$$

Pentru a avea siguranța că tranzistorul este saturat se ia în calcul dublul valorii $I_{B(min)}$, adică 1,29 mA. Atunci:

$$I_B = \frac{V_{R_B}}{R_B} = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{in} - 0{,}7\text{ V}}{3{,}3\text{ k}\Omega}$$

De aici se obține amplitudinea tensiunii de intrare rectangulare, V_{in}.

$$V_{in} - 0{,}7\text{ V} = 2I_{B(min)}R_B = (1{,}29\text{ mA})(3{,}3\text{ k}\Omega)$$

$$V_{in} = (1{,}29\text{ mA})(3{,}3\text{ k}\Omega) + 0{,}7\text{ V} = \mathbf{4{,}96\text{ V}}$$

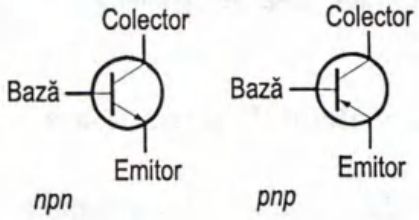
Exercițiu complementar Dacă în locul LED-ului din fig. 4-24 se utilizează unul care necesită 50 mA pentru a emite lumină cu anumiți parametri, însă nu este permisă mărirea amplitudinii semnalului de intrare la peste 5 V sau V_{CC} să fie mai mare de 9 V, cum trebuie modificat circuitul? Enumerați componentele care trebuie înlocuite și noile valori ale acestora.

SECȚIUNEA 4-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

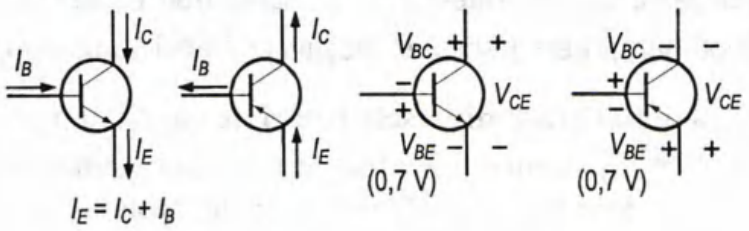
1. Care sunt cele două stări ale unui tranzistor ce funcționează ca un comutator?
2. Când are curentul de colector valoarea maximă?
3. Când este curentul de colector aproximativ egal cu zero?
4. În ce condiții $V_{CE} = V_{CC}$?
5. Când are V_{CE} valoarea minimă?

Tranzistoare bipolare cu joncțiuni – rezumat

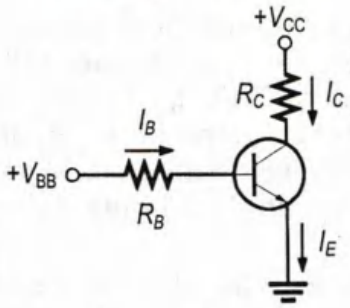
Simboluri



Curenți și tensiuni

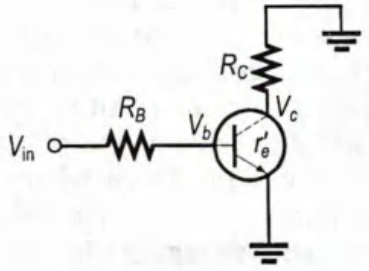


Amplificarea



■ Câștigul în curent continuu

$$I_C = \beta_{CC} I_B$$



■ Câștigul în tensiune alternativă

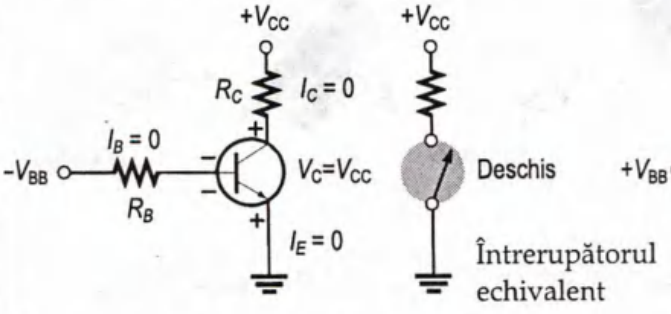
$$A_v = \frac{V_c}{V_b} = \frac{R_C}{r'_e}$$

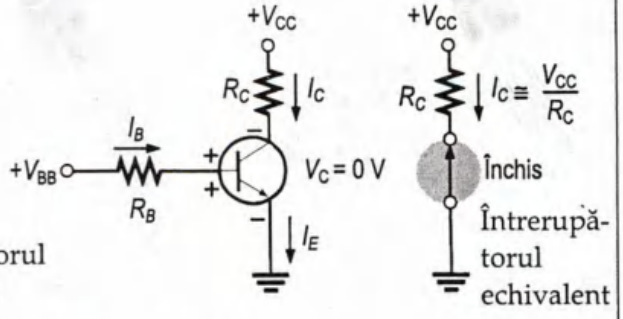
Circuitul de c.c.

Circuitul echivalent de c.a.

Amplificare liniară: joncțiunea BE polarizată direct
joncțiunea BC polarizată invers

Blocare și saturație





Blocare: joncțiunea BE polarizată invers
joncțiunea BC polarizată invers

Saturație: joncțiunea BE polarizată direct
joncțiunea BC polarizată direct

4-6 ÎNCAPSULAREA TRANZISTOARELOR ŞI IDENTIFICAREA TERMINALELOR

Tranzistoarele se realizează într-o gamă largă de capsule, în funcție de destinația lor. Cele care se montează pe distanțiere sau radiatoare sunt, de obicei, tranzistoare de putere. Tranzistoarele de putere mică sau medie au capsule mai mici, din metal sau material plastic. Se mai poate face o clasificare a capsulelor pentru dispozitivele destinate funcționării la frecvențe înalte. Dumneavoastră trebuie să vă familiarizați cu aspectul capsulelor de tranzistoare obișnuite și să puteți identifica terminalele de emitor, bază și colector. Secțiunea de față tratează încapsularea tranzistoarelor și identificarea terminalelor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

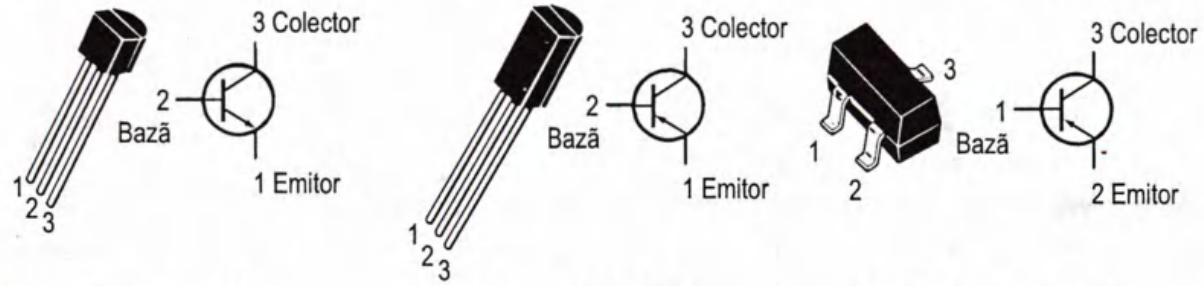
Să identificați diversele tipuri de configurație a capsulelor de tranzistoare

- ▶ Să enumerați trei mari categorii de tranzistoare
- ▶ Să recunoașteți diferite tipuri de capsule și să identificați configurația terminalelor

Categorii de tranzistoare

Producătorii de dispozitive clasifică tranzistoarele în trei mari categorii: de uz general/de semnal mic, de putere și RF (de radiofrecvență/microunde). Deși tranzistoarele din fiecare dintre aceste categorii sunt realizate, în general, cu un anumit tip de capsulă, există capsule folosite pentru dispozitive aparținând mai multor categorii. Fără a ignora acest aspect, să examinăm acum capsulele caracteristice fiecărei categorii de tranzistoare pentru ca, atunci când veți privi o cartelă cu circuit imprimat, să știți de la prima vedere din ce categorie fac parte tranzistoarele utilizate.

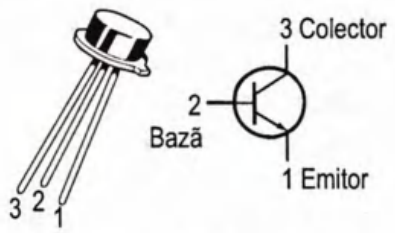
Tranzistoare de uz general/de semnal mic Tranzistoarele de uz general/de semnal mic sunt folosite de obicei în amplificatoarele de putere mică sau medie sau în circuitele de comutație. Capsulele lor sunt fie din material plastic, fie din metal. Unele tipuri de capsule conțin mai multe tranzistoare. Figura 4-25 prezintă capsule uzuale din material plastic, figura 4-26 – capsule metalice, iar în fig. 4-27 apar capsule ce includ mai multe tranzistoare. Unele dintre capsulele conținând mai multe tranzistoare, cum sunt DIP (*dual-in-line* – două tranzistoare alăturate) și SO (*small-outline* – capsulă mică), sunt folosite și pentru circuite integrate. Este indicată configurația terminalelor pentru a putea identifica emitorul, baza și colectorul.



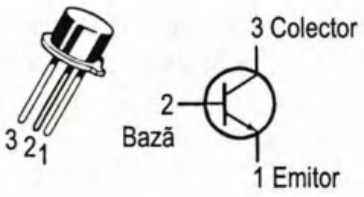
(a) TO-92 sau TO-226AA (b) TO-92 sau TO-226AE (c) SOT-23 sau TO-236AB

FIGURA 4-25

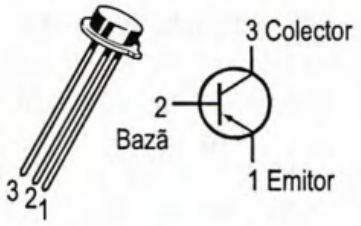
Capsule din material plastic pentru tranzistoare de uz general/de semnal mic. Sunt indicate codurile JEDEC TO, cele actuale și cele mai vechi. Configurația terminalelor poate varia. Consultați de fiecare dată foaia de catalog.



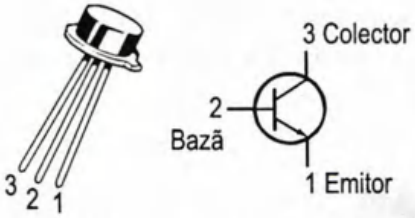
(a) TO-18 sau TO-206AA



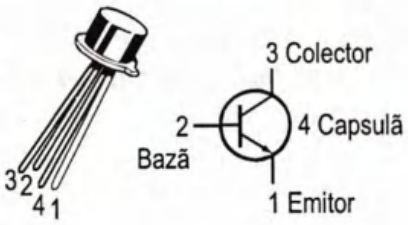
(b) TO-39 sau TO-205AD



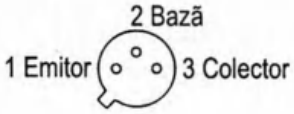
(c) TO-46 sau TO-206AB



(d) TO-52 sau TO-206AC



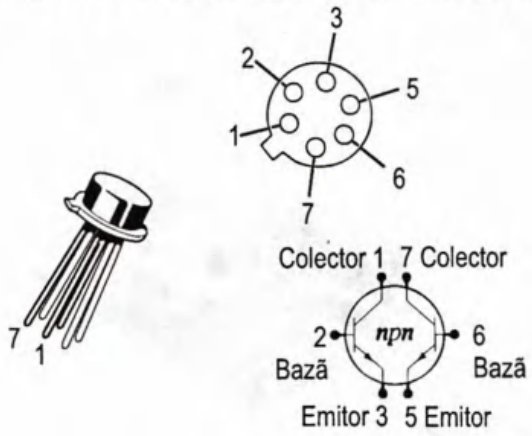
(e) TO-72 sau TO-206AF



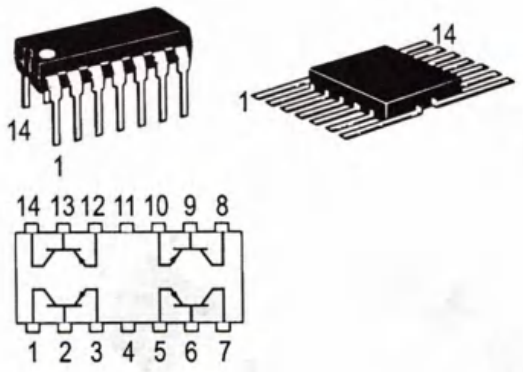
(f) Configurația terminalelor (vedere de dedesubt). Emitorul este cel de lângă marcaj.

FIGURA 4-26

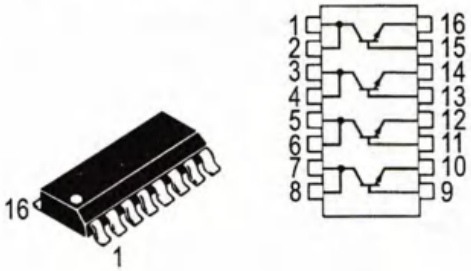
Capsule din metal pentru tranzistoare de uz general/de semnal mic.



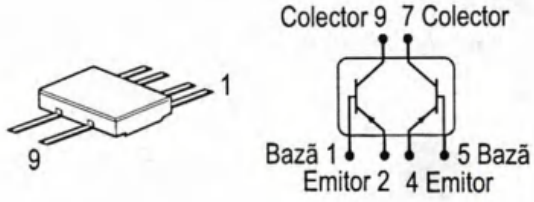
(a) Două tranzistoare în capsulă metalică



(b) Capsulă DIP cu patru tranzistoare și capsulă plată cu patru tranzistoare. Punctul indică pinul 1.



(c) Capsulă SO cu patru tranzistoare pentru montare pe suprafață (SMD – *surface-mount device*).



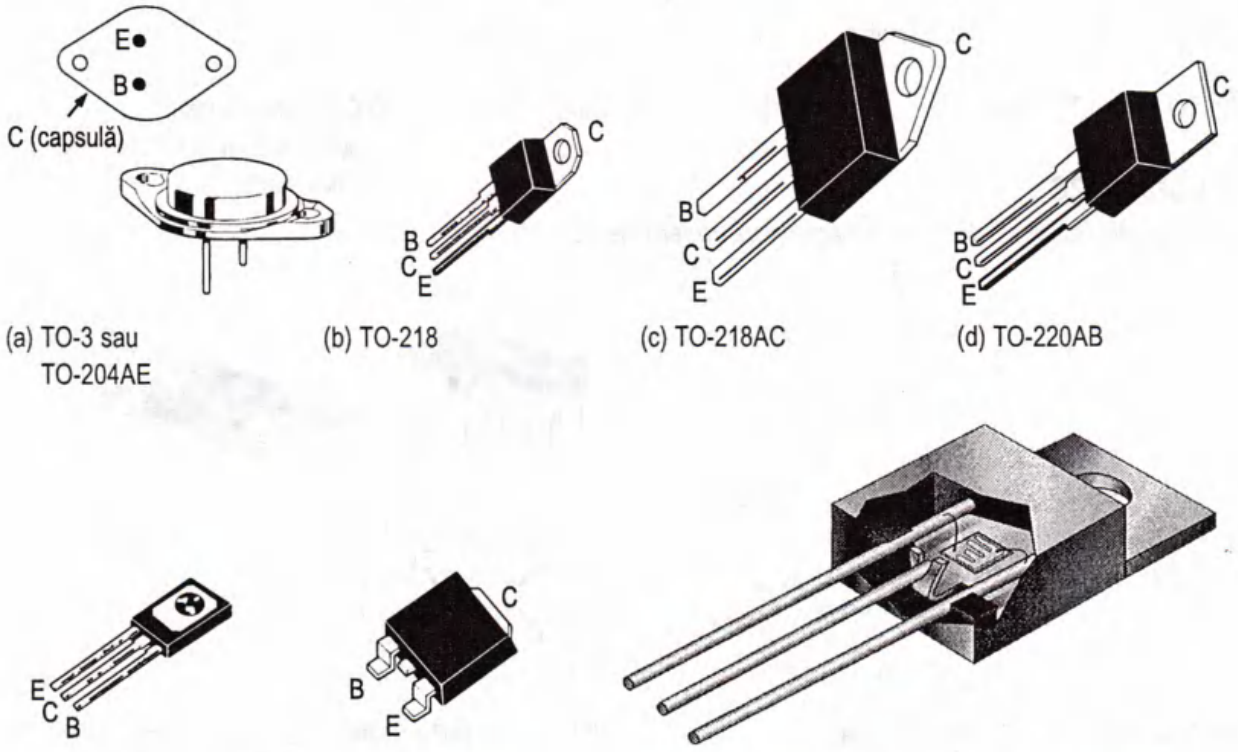
(d) Capsulă ceramică plată cu două tranzistoare

FIGURA 4-27

Capsule uzuale pentru mai multe tranzistoare.

Tranzistoare de putere Tranzistoarele de putere se folosesc la curenți mari (de obicei, mai mari de 1 A) și/sau tensiuni mari. De exemplu, etajul final audio al unei combine stereo conține un amplificator cu tranzistoare de putere, al cărui semnal de ieșire se aplică difuzoarelor. Figura 4-28 prezintă câteva capsule utilizate frecvent. În cele mai multe cazuri, piesa ori capsula metalică este conectată la colector și se pune în contact termic cu un radiator, pentru disiparea căldurii. Observați, în fig. (g), cât de mic este cipul tranzistorului în comparație cu dimensiunile capsulei.

Tranzistoare de RF Tranzistoarele de RF sunt destinate funcționării la frecvențe extrem de înalte și sunt folosite, de obicei, în diverse scopuri în cadrul sistemelor de telecomunicații și al altor aparate care lucrează la frecvențe înalte. Formele lor ciudate și configurația terminalelor au scopul de a optimiza anumiți parametri de înaltă frecvență. În fig. 4-29 sunt prezentate câteva exemple.



(a) TO-3 sau TO-204AE (b) TO-218 (c) TO-218AC (d) TO-220AB

(e) TO-225A (f) Montare pe suprafață (SMD) (g) Vedere în secțiune, cu minusculul cip al tranzistorului montat în capsulă

FIGURA 4-28

Tranzistoare de putere uzuale.

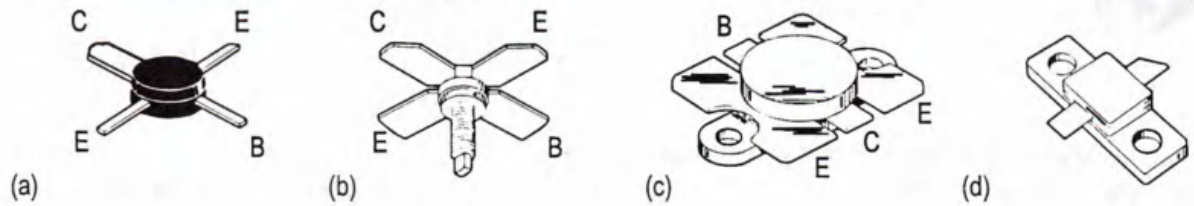


FIGURA 4-29

Exemple de tranzistoare de RF.

SECȚIUNEA 4-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Enumerați cele trei mari categorii de tranzistoare bipolare cu joncțiuni.
2. Cum identificați terminalele unei capsule metalice care conține un singur tranzistor?
3. La care dintre regiunile tranzistorului se conectează piesa sau capsula metalică în cazul tranzistoarelor de putere?

4-7 DEPANARE

După cum știți deja, o deprindere foarte importantă a celor ce lucrează în electronică este abilitatea de a descoperi funcționarea defectuoasă a unui circuit și a identifica piesa defectă. În această secțiune sunt prezentate aspectele elementare ale depanării circuitelor de polarizare a tranzistoarelor și ale verificării tranzistoarelor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să remediați diverse defecțiuni ale circuitelor cu tranzistoare

- Să definiți *punctul flotant*
- Să depistați defectul dintr-un circuit cu tranzistoare prin măsurarea tensiunilor
- Să folosiți multimetrul digital pentru a verifica un tranzistor
- Să explicați cum poate fi echivalat un tranzistor cu două diode
- Să comentați măsurarea în circuit și în afara lui
- Să arătați importanța pentru depanare a punctelor de măsură
- Să prezentați modul de măsurare a curenților reziduali și a amplificării

Depanarea circuitului de c.c. al tranzistorului

Într-un circuit simplu de polarizare a tranzistorului pot surveni câteva defecțiuni. Acestea sunt: întreruperea rezistoarelor de polarizare, conexiuni întrerupte sau imperfecte (lipituri reci), borne în scurtcircuit, întreruperea sau străpungerea tranzistorului însuși. Figura 4-30 prezintă un circuit elementar de polarizare a unui tranzistor, toate valorile tensiunilor având masa ca referință. Cele două tensiuni de polarizare sunt: V_{BB} = 3 V și V_{CC} = 9 V. Sunt indicate tensiunile corecte în bază și în colector. Vom prezenta mai jos modul de determinare analitică a acestor tensiuni. Considerăm $\beta_{c.c.} = 200$, aceasta fiind media valorilor maximă și minimă ale parametrului h_{FE} pentru tranzistorul 2N3904 din foaia de catalog din fig. 4-19. Bineînțeles, o altă valoare pentru h_{FE} ($\beta_{c.c.}$) va conduce la obținerea unui rezultat diferit, pentru același circuit.

$$V_B = V_{BE} = 0{,}7 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{3 \text{ V} - 0{,}7 \text{ V}}{56 \text{ k}\Omega} = \frac{2{,}3 \text{ V}}{56 \text{ k}\Omega} = 41{,}1 \text{ } \mu\text{A}$$

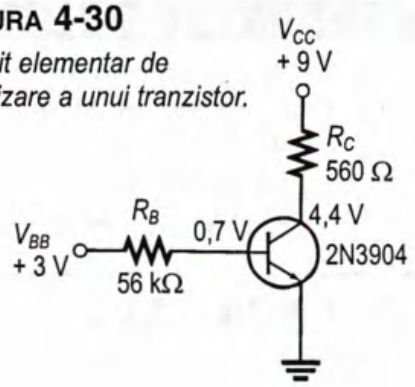
$$I_C = \beta_{c.c.} I_B = 200(41{,}1 \text{ } \mu\text{A}) = 8{,}2 \text{ mA}$$

$$V_C = 9 \text{ V} - I_C R_C = 9 \text{ V} - (8{,}2 \text{ mA})(560 \text{ } \Omega) = 4{,}4 \text{ V}$$

Figura 4-31 ilustrează cele câteva defecte ce pot apărea în acest circuit, precum și simptomele care le însoțesc. Simptomele sunt reprezentate de tensiunile incorecte măsurate. ***Punct flotant*** este un punct din circuit care nu este conectat direct la masă sau la o bornă cu tensiune constantă. Din această cauză, în punctele flotante apar tensiuni cu valori foarte mici și uneori fluctuante, de ordinul μV sau de câțiva mV. Defectele din fig. 3-41 sunt printre cele mai frecvent întâlnite, dar nu sunt singurele care pot apărea.

FIGURA 4-30

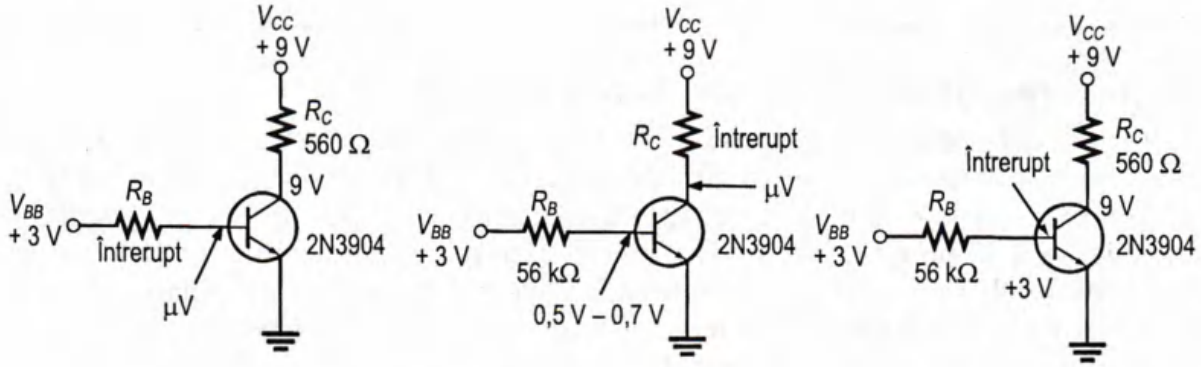
Circuit elementar de polarizare a unui tranzistor.



Verificarea tranzistoarelor cu multimetrul digital (MMD)

O metodă rapidă de a afla dacă joncțiunile tranzistorului sunt întrerupte sau străpunse este măsurarea cu multimetrul digital. Pentru aceasta trebuie să considerăm tranzistorul ca fiind un ansamblu de două diode conectate așa cum se arată în fig. 4-32 atât pentru tranzistoare *npn*, cât și pentru *pnp*. Joncțiunea bază-colector constituie una dintre diode, iar joncțiunea bază-emitor, pe cealaltă.

Amintiți-vă că o diodă în stare bună indică o rezistență foarte mare (sau întrerupere) la polarizarea inversă și o rezistență foarte mică la polarizarea directă. Diodele întrerupte indică o rezistență foarte mare (sau întrerupere) în ambele moduri de polarizare. Diodele străpunse sau scurcircuitate intern vor indica zero sau o rezistență foarte mică în ambele moduri de polarizare. Defectul cel mai frecvent al diodelor este întreruperea. Întrucât joncțiunile *pn* ale tranzistorului sunt, practic, diode, se comportă, în linii mari, asemănător acestora.



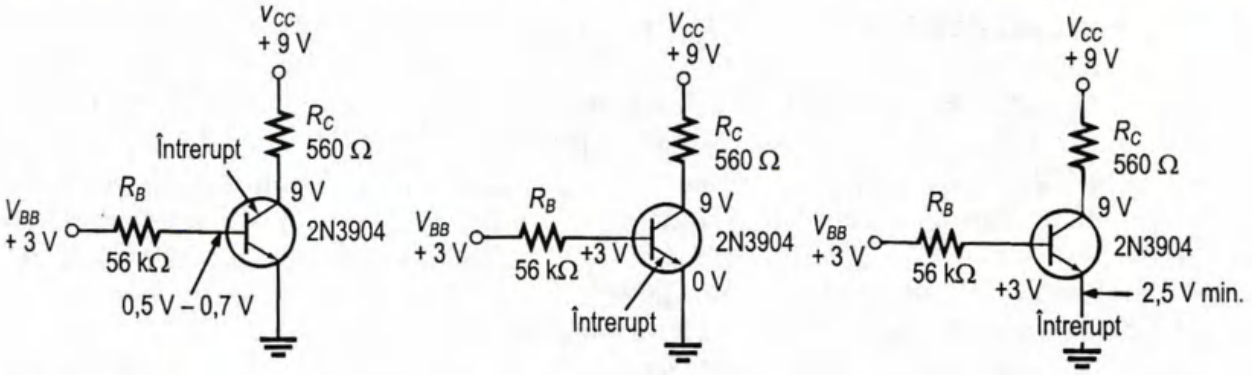
(a) ***Defect:*** Rezistorul din bază întrerupt
Simptome: Valori de μV, până la câțiva mV, ale tensiunii din bază, din cauza punctului flotant. 9 V în colector, tranzistorul fiind blocat.

(b) ***Defect:*** Rezistorul din colector întrerupt
Simptome: Valori de μV, până la câțiva mV, ale tensiunii din colector, din cauza punctului flotant. 0,5 V ... 0,7 V în bază, datorită căderii de tensiune directă pe joncțiunea bază-emitor.

(c) ***Defect:*** Baza întreruptă în interior
Simptome: 3 V pe terminalul bazei. 9 V în colector, tranzistorul fiind blocat.

FIGURA 4-31

Defecte şi simptome uzuale ale circuitelor simple de polarizare a tranzistoarelor.

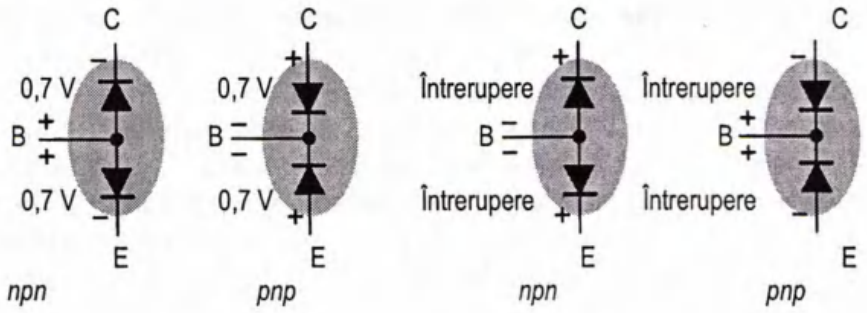


(d) *Defect:* Colectorul întrerupt în interior
Simptome: 0,5 V ... 0,7 V pe terminalul bazei, datorită căderii de tensiune directă pe joncțiunea bază-emitor. 9 V în colector deoarece nu mai există curent de colector din cauza întreruperii.

(e) *Defect:* Emitorul întrerupt în interior
Simptome: 3 V pe terminalul bazei. 9 V în colector deoarece nu mai există curent de colector. Natural, 0 V în emitor.

(f) *Defect:* Conexiunea la masă întreruptă
Simptome: 3 V pe terminalul bazei. 9 V în colector deoarece nu există curent de colector. 2,5 V sau mai mult în emitor din cauza căderii de tensiune directă pe joncțiunea bază-emitor. Curentul direct circulă prin rezistența internă a voltmetrului cu care se efectuează măsurarea.

Poziționarea multimetrului digital pentru testarea diodelor Multe multimetre digitale sunt prevăzute cu o poziție pentru *testarea diodelor,* care constituie o modalitate convenabilă pentru testarea unui tranzistor. Un multimetru digital obișnuit, ca acela din fig. 4-33, are marcat un mic simbol de diodă în poziția respectivă a comutatorului de funcții. Atunci când este selectată poziția pentru testarea diodelor, aparatul furnizează din interior o tensiune suficientă pentru polarizarea atât directă, cât și inversă a unei joncțiuni de tranzistor. Această tensiune internă poate varia în funcție de marca aparatului, însă în general este cuprinsă între 2,5 V și 3,5 V. Starea joncțiunii testate este indicată prin afișarea unei valori de tensiune.



(a) Pe ambele joncțiuni ar trebui să se măsoare 0,7 V ± 0,2 V, în polarizare directă.

(b) Teoretic, ambele joncțiuni ar trebui să prezinte o ÎNTRERUPERE în polarizare inversă.

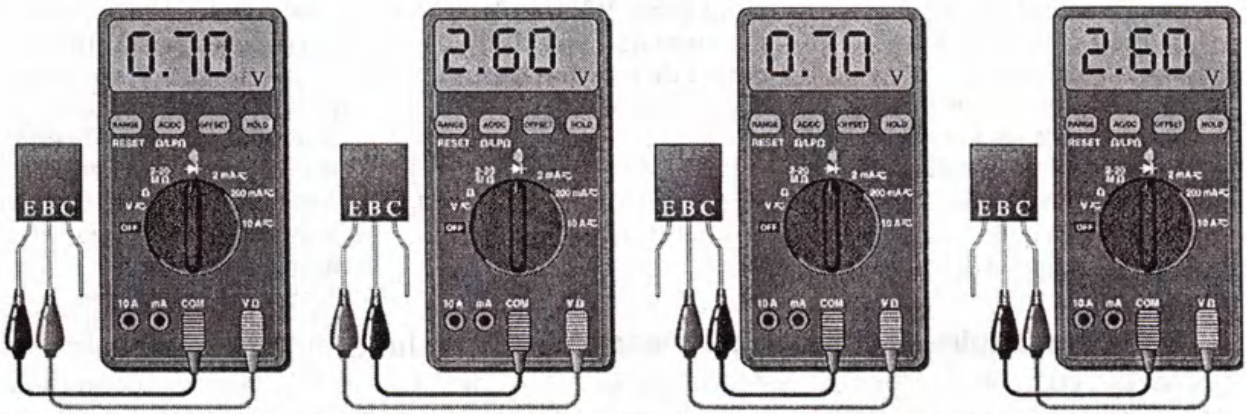
FIGURA 4-33

Tranzistor considerat ca ansamblu de două diode.

Tranzistorul nu este defect În fig. 4-33(a), firul roșu al aparatului de măsură (plusul) este conectat cu baza unui tranzistor *npn*, iar cel negru (minusul), cu emitorul, pentru a polariza direct joncțiunea bază-emitor. Dacă joncțiunea este bună, valoarea afișată va fi cuprinsă între 0,5 V și 0,9 V, valoarea tipică în polarizare directă fiind de 0,7 V.

În fig. 4-33(b), firele au fost inversate astfel ca joncțiunea bază-emitor să fie polarizată invers, după cum se observă. Dacă tranzistorul funcționează corect, valoarea afișată va depinde de sursa de tensiune din interiorul aparatului. Valoarea de 2,6 V din ilustrație este uzuală și arată că rezistența în conducție inversă a joncțiunii este foarte mare, pe ea regăsindu-se, practic, toată tensiunea furnizată de sursa internă.

Procedeul descris mai sus se repetă pentru joncțiunea bază-colector, ca în fig. 4-33(c) și (d). În cazul unui tranzistor *pnp*, pentru toate măsurătorile descrise mai sus trebuie schimbată polaritatea firelor aparatului de măsură.



(a) Testarea joncțiunii BE în polarizare directă

(b) Testarea joncțiunii BE în polarizare inversă

(c) Testarea joncțiunii BC în polarizare directă

(d) Testarea joncțiunii BC în polarizare inversă

FIGURA 4-33

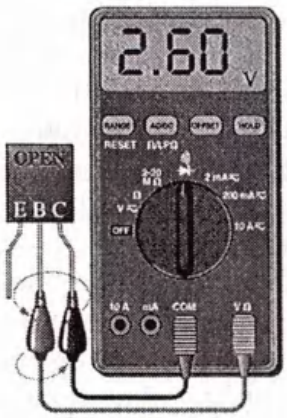
Testarea uzuală, cu multimetrul digital, a unui tranzistor npn care funcționează corect. Pentru testarea unui tranzistor pnp trebuie inversate firele.

Tranzistorul este defect Dacă tranzistorul este defect, prezentând o întrerupere a unei joncțiuni sau a unei conexiuni interne, valoarea de tensiune afișată va fi cea tipică pentru un circuit întrerupt (de obicei, 2,6 V pentru numeroase tipuri de MMD) când joncțiunea respectivă este polarizată atât direct, cât și invers, cum arată fig. 4-34(a). Dacă o joncțiune este străpunsă, aparatul afișează 0 V în ambele moduri de polarizare, ca în fig. (b). Uneori, o joncțiune defectă poate prezenta, în ambele moduri de polarizare, o mică rezistență, în loc de scurtcircuit. În asemenea cazuri, valoarea afișată va fi mult mai mică decât tensiunea de gol obișnuită. De exemplu, o joncțiune străpunsă incomplet poate genera o valoare a tensiunii de 1,1 V în ambele sensuri, în loc de 0,7 V în polarizare directă și 2,6 V în polarizare inversă, cum ar fi normal.

Unele MMD au pe panoul frontal un soclu special pentru testarea parametrului h_{FE} ($\beta_{c.c.}$) al tranzistoarelor. Dacă tranzistorul a fost introdus incorect în acel soclu sau dacă nu funcționează corect ca urmare a defectării unei joncțiuni sau a unei conexiuni interne, cele mai multe aparate de măsură afișează intermitent cifra 1 sau 0. Dacă valoarea afișată se încadrează în plaja de valori a parametrului $\beta_{c.c.}$ pentru tranzistorul respectiv, înseamnă că acesta funcționează corect. Plaja de valori pentru $\beta_{c.c.}$ se află din foaia de catalog.

FIGURA 4-34

Testarea unui tranzistor npn defect. Pentru testarea unui tranzistor pnp trebuie inversate firele.



(a) Dacă joncțiunea BC este întreruptă, testarea ei în ambele moduri de polarizare are ca rezultat afișarea aceleiași valori (uzual, 2,60 V).

(b) Dacă joncțiunea este străpunsă, testarea ei are ca rezultat afișarea valorii de 0 V în ambele moduri de polarizare. Dacă joncțiunea este străpunsă incomplet, valoarea afișată va fi mai mică de 2,6 V.

Verificarea tranzistoarelor cu ohmmetrul Și cu multimetrele digitale care nu au o poziție pentru verificarea diodelor sau un soclu pentru măsurarea h_{FE} se poate verifica dacă joncțiunile tranzistoarelor sunt întrerupte sau străpunse, fixând comutatorul de funcții în poziția de ohmmetru. La testul de polarizare directă a unei joncțiuni *pn* bune, veți obține o valoare de rezistență care depinde de bateria din interiorul aparatului. Multe aparate nu dispun, pe scara de ohmi, de suficientă tensiune pentru a polariza direct, în mod corespunzător, o joncțiune, valoarea afișată în asemenea cazuri putând varia de la câteva sute la câteva mii de ohmi.

Pentru o joncțiune în stare bună în polarizare inversă, rezistența obținută este foarte mare și nu se încadrează în domeniul de măsură al majorității aparatelor. În asemenea cazuri, depășirea domeniului de măsură poate fi semnalizată prin afișarea intermitentă a cifrei 1 sau a unor liniuțe, în funcție de tipul MMD.

Deși multimetrul digital nu afișează cu precizie valorile rezistențelor în conducție directă și inversă, acestea constituie indicii suficiente asupra corectitudinii funcționării joncțiunilor *pn* ale unui tranzistor. Semnalizarea de depășire a domeniului de măsură indică faptul că rezistența în conducție inversă este extrem de mare, după cum este de așteptat. O valoare de câteva sute până la câteva mii de ohmi în polarizare directă arată că rezistența în conducție directă este relativ mică față de cea în conducție inversă, cum era de așteptat.

Tranzistormetre

Tranzistoarele pot fi verificate cu tranzistormetrul atât atunci când sunt conectate în circuit, cât și atunci când sunt desprinse. De exemplu, să presupunem că un amplificator realizat pe o cartelă cu circuitul imprimat nu mai funcționează corect. Din experiența dumneavoastră de depanator știți că nu este bine să dezlipiți componentele de pe placă decât dacă sunteți aproape sigur că ați identificat piesa defectă sau dacă nu cunoașteți o altă modalitate de a izola componenta defectă. Când dezlipiți componentele există riscul de a deteriora și alte lipituri sau traseul circuitului imprimat.

Prima etapă este verificarea cu tranzistorul conectat în circuit, folosind un tranzistormetru similar celui din fig. 4-35. Cele trei conductoare ale tranzistormetrului se conectează la terminalele tranzistorului cu ajutorul unor cleme „crocodil"; dacă tranzistorul nu este defect, tranzistormetrul afișează o valoare pozitivă.

Cazul 1 Dacă verificarea arată că tranzistorul este defect, trebuie să-l dezlipiți cu grijă și să-l înlocuiți cu unul despre care aveți certitudinea că este bun. Este bine să verificați totuși noul tranzistor înainte de a-l monta. Pentru aceasta, introduceți tranzistorul pe care doriți să-l testați în soclul anume prevăzut pe tranzistormetru.

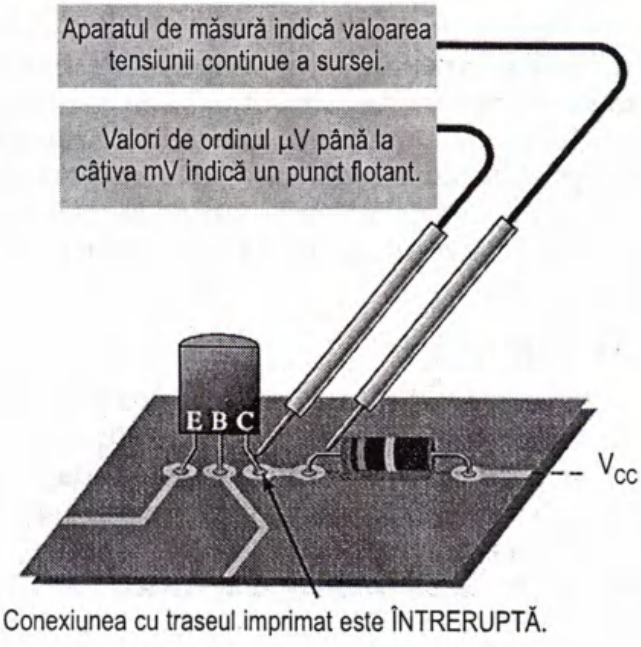
Cazul 2 Dacă verificarea în circuit a tranzistorului arată că acesta funcționează bine, însă circuitul, în ansamblu, se comportă defectuos, examinați cablajul imprimat; este posibil să descoperiți un contact imperfect al terminalului colectorului sau o întrerupere a traseului. O lipitură rece are adesea ca rezultat întreruperea sau comportarea rezistivă a unui contact. Locul concret în care efectuați măsurarea are mare importanță în acest caz. De exemplu, dacă măsurați pe terminalul colectorului când acesta nu face bine contact, veți găsi un punct flotant. Dacă măsurați pe traseul imprimat sau pe terminalul rezistorului R_C, veți găsi valoarea V_{CC}. Această situație este ilustrată în fig. 4-36.

FIGURA 4-35

Tranzistormetru (prin amabilitatea BK Precision, Maxtec International Corp.).

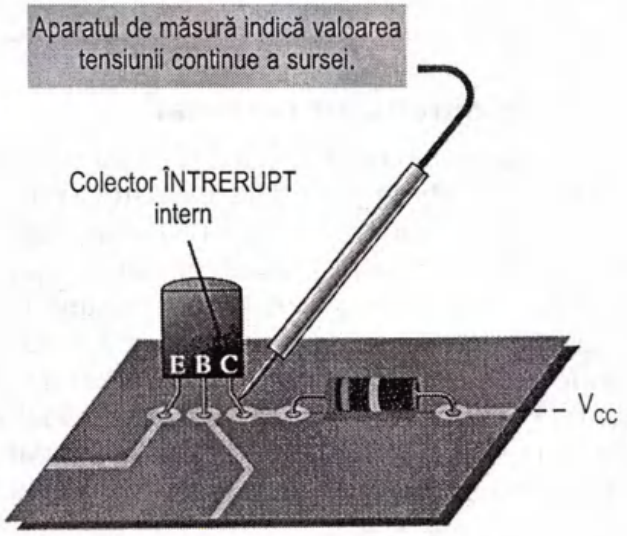
FIGURA 4-36

Indicația aparatului în cazul unei întreruperi a circuitului exterior depinde de locul unde măsurați.



Importanța pentru depanare a punctelor de măsură În cazul 2, dacă ați fi măsurat inițial chiar pe terminalul tranzistorului, iar întreruperea era în interiorul tranzistorului, ca în fig. 4-37, ați fi obținut valoarea V_{CC}. Atunci v-ați fi dat seama că tranzistorul este defect chiar și fără a-l testa cu tranzistormetrul. Prin acest exemplu am dorit să scoatem în evidență importanța, în anumite situații, a punctului în care se face măsurarea.

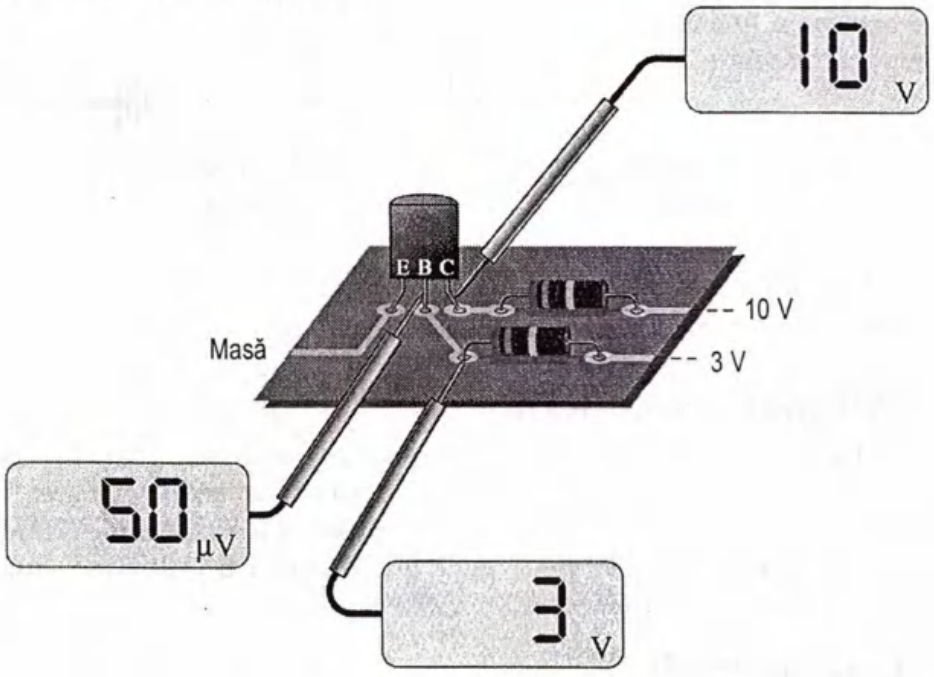
FIGURA 4-37
Ilustrarea unei întreruperi interne. Faceți comparația cu figura 4-36.



EXEMPLUL 4-11

Ce defect indică măsurătorile din fig. 4-38?

FIGURA 4-38



Rezolvare

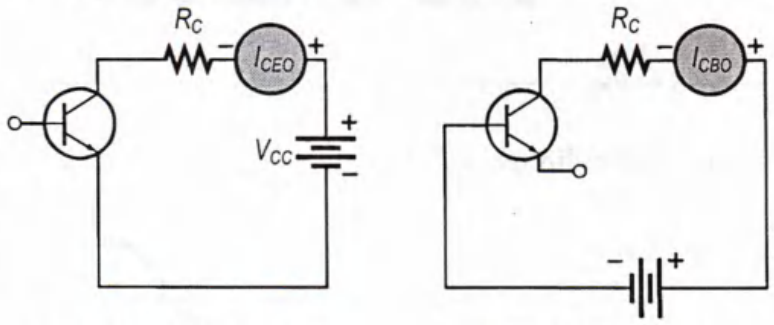
Tranzistorul este blocat, după cum deducem din valoarea de 10 V măsurată pe terminalul colectorului. Tensiunea de polarizare a bazei, de 3 V, apare pe traseul imprimat, dar nu și pe terminalul tranzistorului, deci am găsit un punct flotant. De aici deducem

că există o întrerupere exterioară tranzistorului, între cele două puncte de măsură din circuitul bazei. Trebuie verificată lipitura de pe terminalul bazei. Dacă întreruperea ar fi fost internă, pe terminalul bazei am fi găsit 3 V.

Exercițiu complementar Dacă punctul de măsură pentru care se afișează 3 V în fig. 4-38 s-ar transforma în punct flotant când atingeți cartela cu circuitul imprimat, care ar fi defectul cel mai probabil?

Măsurarea curenților reziduali

Prin orice tranzistor circulă curenți reziduali de valori foarte mici, neglijabile în majoritatea cazurilor (de obicei, nA). Un tranzistor conectat ca în fig. 4-39(a), cu baza în gol ($I_B = 0$), este blocat. Teoretic, $I_C = 0$; în realitate însă de la colector către emitor circulă un curent slab, despre care am mai discutat, notat I_{CEO} (curentul de la colector spre emitor cu baza în gol). Valorile acestui curent rezidual sunt, pentru siliciu, de obicei de ordinul nA. Tranzistoarele defecte prezintă adesea curenți reziduali cu valori mai mari decât cele normale; verificarea se poate face cu ajutorul unui tranzistormetru la care se conectează un ampermetru ca în fig. (a). Un alt curent rezidual ce caracterizează tranzistoarele este curentul invers colector-bază, I_{CBO}. Acesta se măsoară cu emitorul în gol, ca în fig. 4-39(b). Dacă are o valoare prea mare, probabil că s-a străpuns joncțiunea colector-bază.



(a) Circuit pentru măsurarea valorii I_{CEO}.

(b) Circuit pentru măsurarea valorii I_{CBO}.

FIGURA 4-39

Circuite pentru măsurarea curenților reziduali.

Măsurarea amplificării

Pe lângă curenții reziduali, tranzistormetrul poate măsura și $\beta_{c.c.}$. Se aplică I_B cu o valoare cunoscută și se măsoară I_C obținut. Aparatul afișează valoarea raportului I_C / I_B, dar există și aparate care prezintă doar o evaluare. Cele mai multe tranzistormetre sunt prevăzute în interior cu un circuit pentru măsurarea $\beta_{c.c.}$ pentru a nu fi necesară mutarea tranzistorului într-un alt soclu.

Caracterografe

Caracterograful este un instrument asemănător cu osciloscopul, care poate afișa caracteristicile tranzistoarelor, cum ar fi familia de curbe aferentă curentului de colector. Pe lângă măsurarea și afișarea diferitelor caracteristici ale tranzistoarelor, aparatul poate afișa și caracteristici ale diodelor.

SECȚIUNEA 4-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce faceți în cazul în care bănuiți că un tranzistor montat pe o cartelă cu circuit imprimat este defect?
2. Ce se întâmplă în circuitul de polarizare a unui tranzistor, ca acela din fig. 4-30, dacă R_B se întrerupe?
3. Care vor fi valorile tensiunilor din baza și colectorul tranzistorului din fig. 4-30 dacă în circuitul exterior se produce o întrerupere între emitor și masă?

4-8 APLICAȚIE PRACTICĂ

Ați fost desemnat să colaborați la realizarea unui sistem electronic de pază și alarmare pe care firma la care lucrați vrea să-l comercializeze. Sistemul este format din mai multe blocuri, dar dumneavoastră v-au revenit circuitele tranzistorizate pentru detectarea întreruperilor în buclele amplasate la distanță, care conțin senzori montați la ferestre și uși. În cadrul acestei aplicații practice, tranzistoarele lucrează în regim de comutație. Vă veți îndeplini sarcinile folosindu-vă de cunoștințele acumulate în urma studierii capitolului de față.

Sistemul de pază și alarmare

În fig. 4-40(a) este prezentată schema bloc a unui sistem de pază și alarmare care deservește trei zone. Cartela cu circuitele de monitorizare zonală apare mai detaliat fiindcă ea constituie obiectul acestei aplicații practice.

Două zone sunt prevăzute cu circuite care conțin întrerupătoare magnetice pentru supravegherea ușilor și a ferestrelor. A treia zonă este afectată intrării principale.

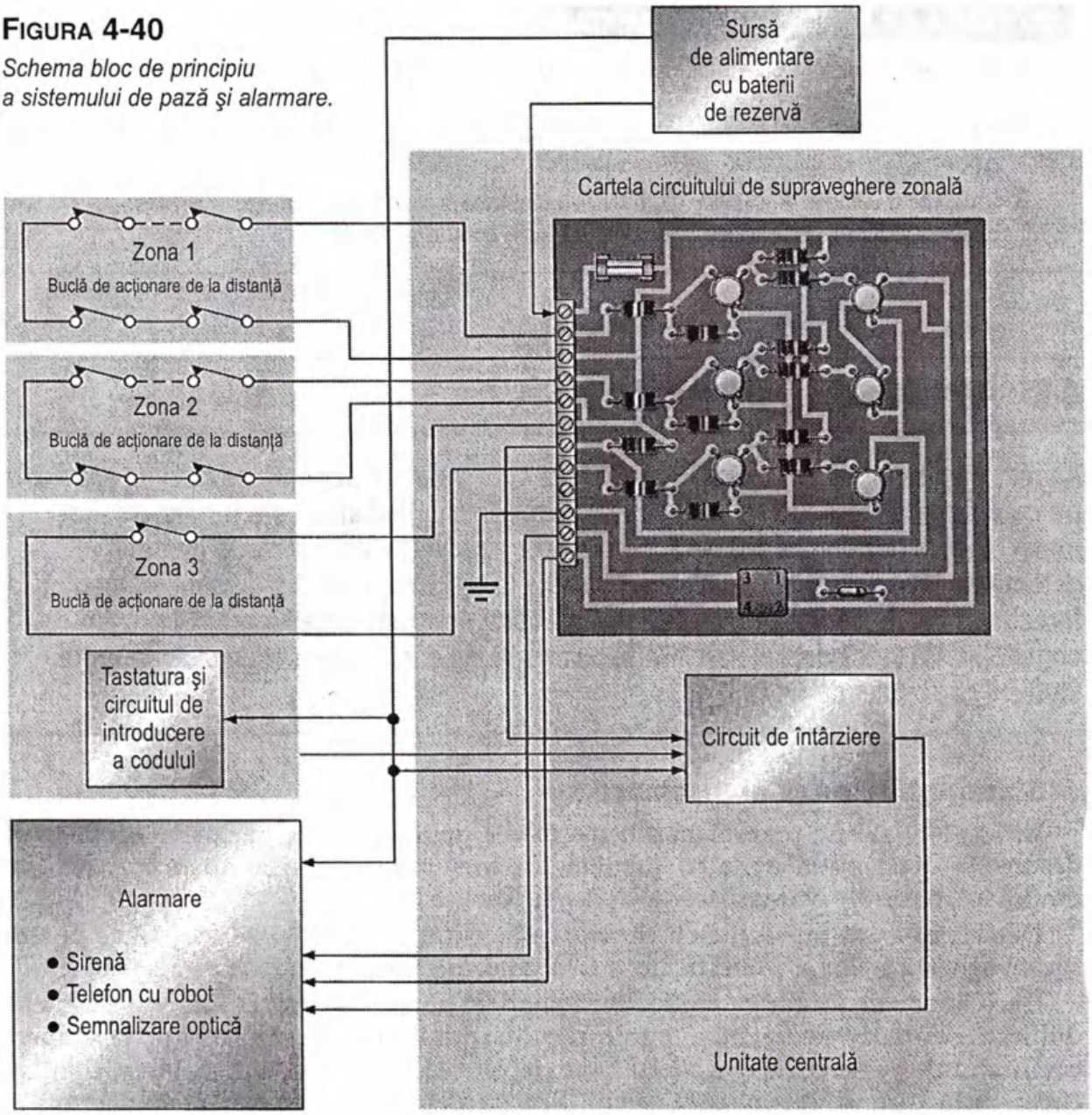
Dacă în zonele asigurate are loc o pătrundere nepermisă, întrerupătorul magnetic din locul respectiv se deschide, întrerupând circuitul de zonă. Ca urmare, la intrarea circuitului de supraveghere a acelei zone, tensiunea va scădea la 0 V, activând un alt circuit prin care se alimentează releul. Prin comutarea contactelor releului intră în funcțiune alarma sonoră (sirena) și/sau se inițializează formarea automată a unui număr de telefon. Oricare dintre circuitele de supraveghere din zonele 1 și 2 acționează același releu.

În cazul zonei 3, adică al intrării principale, ieșirea circuitului de supraveghere traversează întâi un circuit de întârziere, pentru a permite tastarea unui cod de acces care dezactivează alarma. Dacă într-un interval de timp prestabilit nu se tastează nici un cod sau se introduce unul incorect, circuitul de întârziere declanșează sirena și/ sau formarea numărului de telefon.

Sistemele de pază și alarmare conțin multe elemente și se realizează cu diferite grade de complexitate. În cazul de față ne vom concentra asupra cartelei cu circuitele de supraveghere a zonelor.

FIGURA 4-40

Schema bloc de principiu a sistemului de pază şi alarmare.



Circuitele de supraveghere a zonelor

Pentru fiecare zonă este prevăzut câte un circuit de supraveghere tranzistorizat, cele trei circuite fiind identice. Întrerupătoarele magnetice din circuitul fiecărei zone sunt normal închise și se deschid numai în cazul unei pătrunderi nepermise (când se deschide una dintre ferestrele sau uşile protejate). Întrerupătoarele magnetice sunt conectate în serie, deci deschiderea oricăruia dintre ele duce la întreruperea circuitului.

Circuitul aferent unei zone este realizat cu două tranzistoare și este prezentat în fig. 4-41. Tranzistorul Q_1 sesizează deschiderea unuia dintre întrerupătoarele magnetice, iar tranzistorul Q_2 comandă releul care declanșează alarma. Tranzistoarele lucrează numai în blocare/saturație.

Circuitul de zonă este normal închis, menținând pe R_1 o tensiune de intrare de 12 V și tranzistorul Q_1 în saturație. Întrucât Q_1 este saturat, tensiunea din colectorul său (față

de masă) nu depășește 0,2 V. Aceasta menține tranzistorul Q_2 blocat, deci nu există un curent de colector al lui Q_2, care să circule prin bobina releului; în consecință, nu se declanșează alarma.

Când unul dintre întrerupătoarele magnetice din circuitul de zonă se deschide, cei 12 V de la intrare dispar și tranzistorul Q_1 se blochează deoarece prin R_2 baza ajunge la potențialul masei. Când Q_1 se blochează, Q_2 intră în saturație, având condițiile de polarizare asigurate de tensiunea de 12 V și de curentul de bază prin R_3 și R_4. Curentul produs în colectorul lui Q_2 parcurge bobina releului, închizând contactul normal deschis al acestuia; astfel intră în funcțiune alarma. Dioda D_1, montată paralel pe bobina releului, preia șocul de tensiune indusă produs la întreruperea alimentării bobinei.

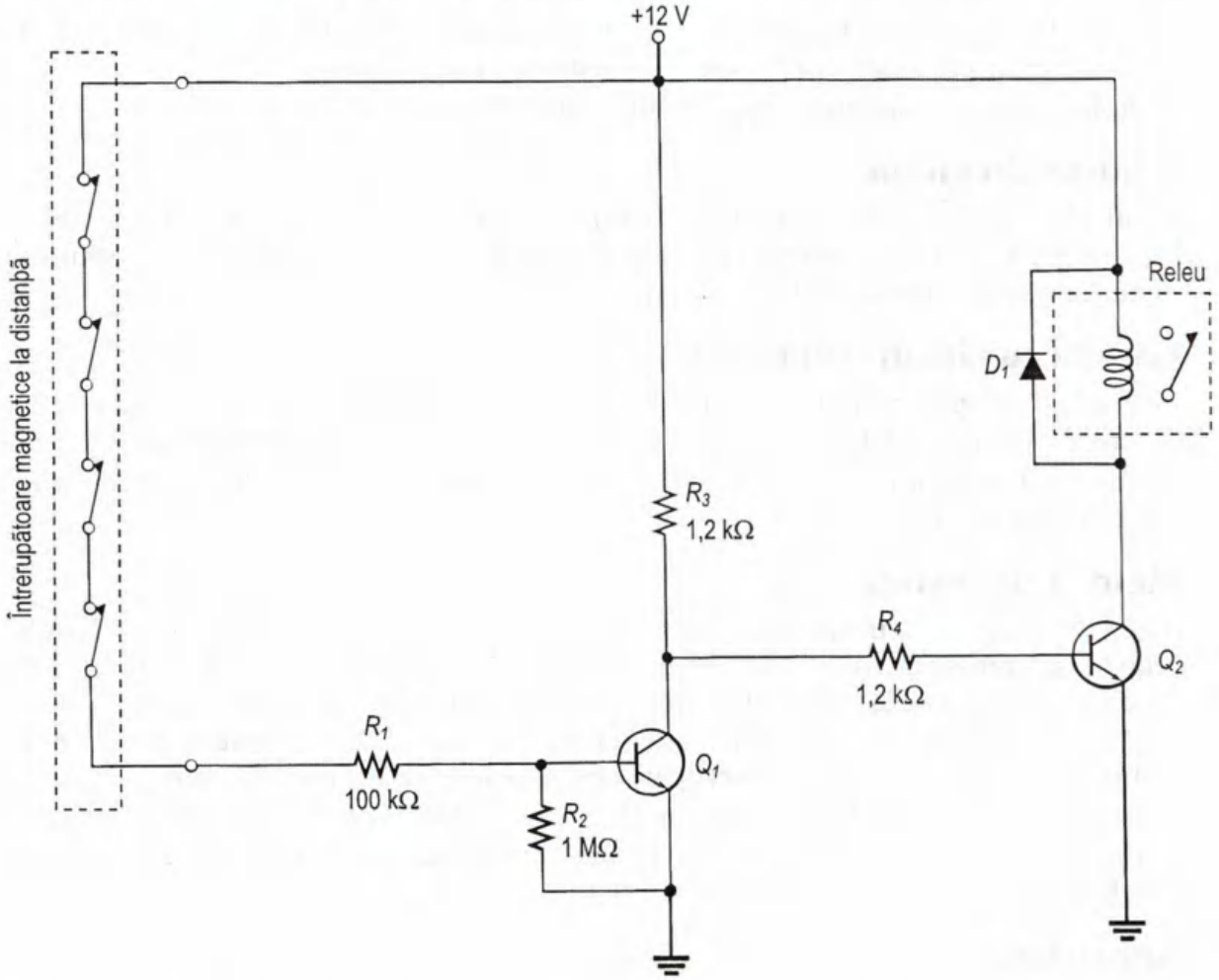


FIGURA 4-41

Circuitul de supraveghere a unei zone. Toate cele trei circuite sunt identice, cu excepția faptului că pentru zona 3 circuitul nu comandă direct releul, iar rezistorul din colectorul lui Q_2 are o altă valoare.

Componentele

- *Tranzistoarele* Tranzistoarele sunt de tipul 2N3947.
- *Rezistoarele* Determinați puterea minimă necesară fiecărui rezistor din circuit și apoi alegeți valori standardizate.
- *Releul* Ținând cont de parametrii de lucru ai tranzistoarelor și de tensiunea sursei de alimentare, alegeți unul din următoarele tipuri:
  - Tip A: tensiunea pe bobină – 12 V; rezistența bobinei – 55 Ω; curentul de anclanșare – 0,2 A; curentul de menținere – 0,15 A
  - Tip B: tensiunea pe bobină – 12 V; rezistența bobinei – 95 Ω; curentul de anclanșare – 0,5 A; curentul de menținere – 0,4 A
  - Tip C: tensiunea pe bobină – 24 V; rezistența bobinei – 150 Ω; curentul de anclanșare – 0,75 A; curentul de menținere – 0,5 A
- *Dioda* Alegeți o diodă cu $V_{R(V)}$ de minimum 100 V.

Analiza circuitului

Verificați dacă rezistoarele din fig. 4-41 sunt dimensionate astfel încât să producă valori ale curenților adecvate pentru ca tranzistoarele să lucreze în blocare și în saturație și să comande releul. Consultați foaia de catalog pentru tranzistoare din fig. 4-42.

Cartela cu circuitul imprimat

- Folosind schema completă a circuitului de supraveghere zonală din fig. 4-43(b), verificați conformitatea cu schema a cartelei cu circuitul imprimat din fig. 4-43(a).
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape, la bancul de testare prezentat în fig. 4-44, a bunei funcționări a cartelei cuprinzând circuitele de supraveghere zonală, folosind în acest scop punctele de măsură (cerculețele numerotate) și clemele de conexiune indicate. Circuitele amplasate în zonele supravegheate sunt simulate cu un singur întrerupător monopolar pentru fiecare circuit.
- Precizați valorile tensiunilor și/sau ale rezistențelor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate. Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

Depanarea

Trei cartele din seria de fabricație zero au fost depistate ca defecte. Pentru a remedia problemele trebuie utilizate metodele de depanare.

Rezultatele măsurătorilor sunt cele din fig. 4-45. Ținând seama de succesiunea acestora și de configurația întrerupătoarelor din circuitele zonale, identificați, în fiecare caz, defectele cele mai probabile.

Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă, iar cifrele din pătrățele reprezintă clemele conectorului de pe cartelă. Poziția comutatorului de funcții al multimetrului digital este înscrisă sub afișaj.

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	40	V c.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	60	V c.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	6,0	V c.c.
Curentul de colector - continuu	I_C	200	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	0,36 2,06	W mW/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_C = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	1,2 6,9	Watt mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare a joncțiunii	T_J, T_{stg}	-65...+200	°C

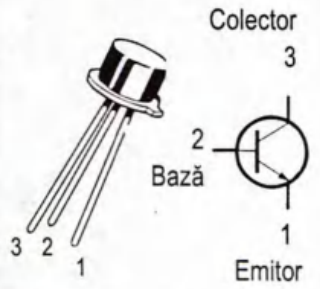
Caracteristici termice

Caracteristica	Simbolul	Valoare maximă	Unitatea
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{\theta JC}$	0,15	°C/mW
Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{\theta JA}$	0,49	°C/mW

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Caracteristici de blocare				
Tensiunea de străpungere colector-emitor (I_C = 10 mA c.c.)	$V_{(BR)CEO}$	40	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere colector-bază (I_C = 10 μA c.c., I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	60	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere emitor-bază (I_E = 10 μA c.c., I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	6,0	–	V c.c.
Curentul de blocare de colector	I_{CEX}			μA c.c.
(V_{CE} = 40 V c.c., V_{OB} = 3,0 V c.c.)		–	0,010	
(V_{CE} = 40 V c.c., V_{OB} = 3,0 V c.c., T_A = 25°C)		–	15	
Curentul de blocare de bază (V_{CE} = 40 V c.c., V_{OB} = 3,0 V c.c.)	I_{BL}	–	50	μA c.c.
Caracteristici de conducție				
Câștigul în c.c.	h_{FE}			–
(I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3946		30	–	
2N3947		60	–	
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3946		45	–	
2N3947		90	–	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3946		50	150	
2N3947		100	300	
(I_C = 50 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3946		20	–	
2N3947		40	–	
Tensiunea de saturație colector-emitor	$V_{CE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)		–	0,2	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)		–	0,3	
Tensiunea de saturație bază-emitor	$V_{BE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)		0,6	0,9	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)		–	1,0	
Caracteristici de semnal mic				
Câștigul în curent X lățimea de bandă (I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 20 V c.c., f = 100 MHz) 2N3946	f_T	250	–	MHz
2N3947		300	–	
Capacitatea de ieșire (V_{CB} = 10 V c.c., I_E = 0, f = 100 kHz)	C_{obo}	–		pF

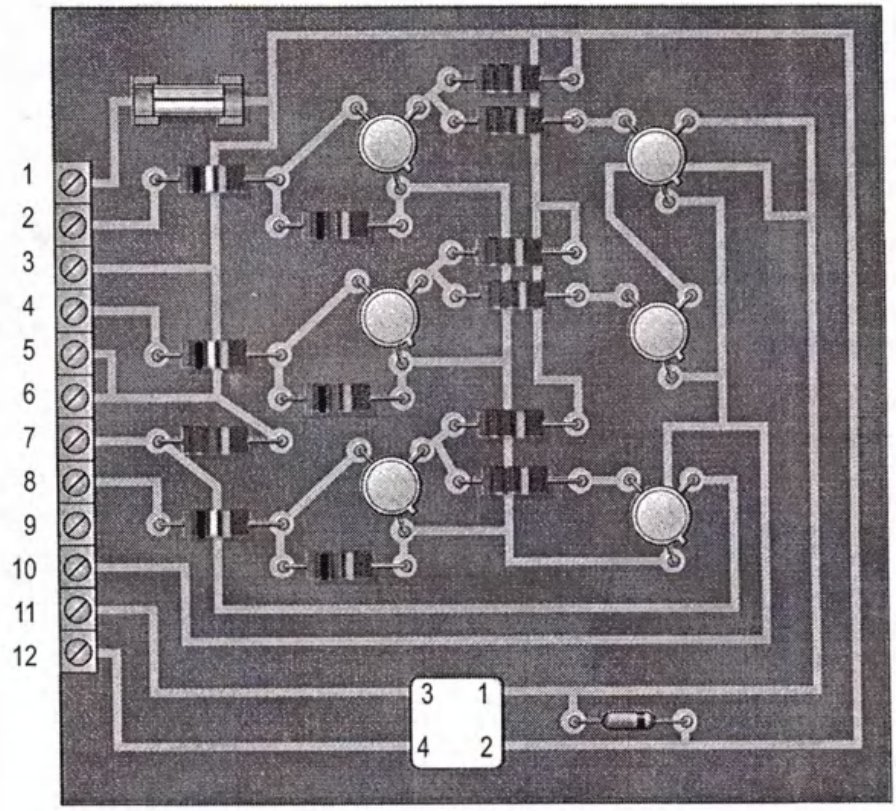
2N3946
2N3947



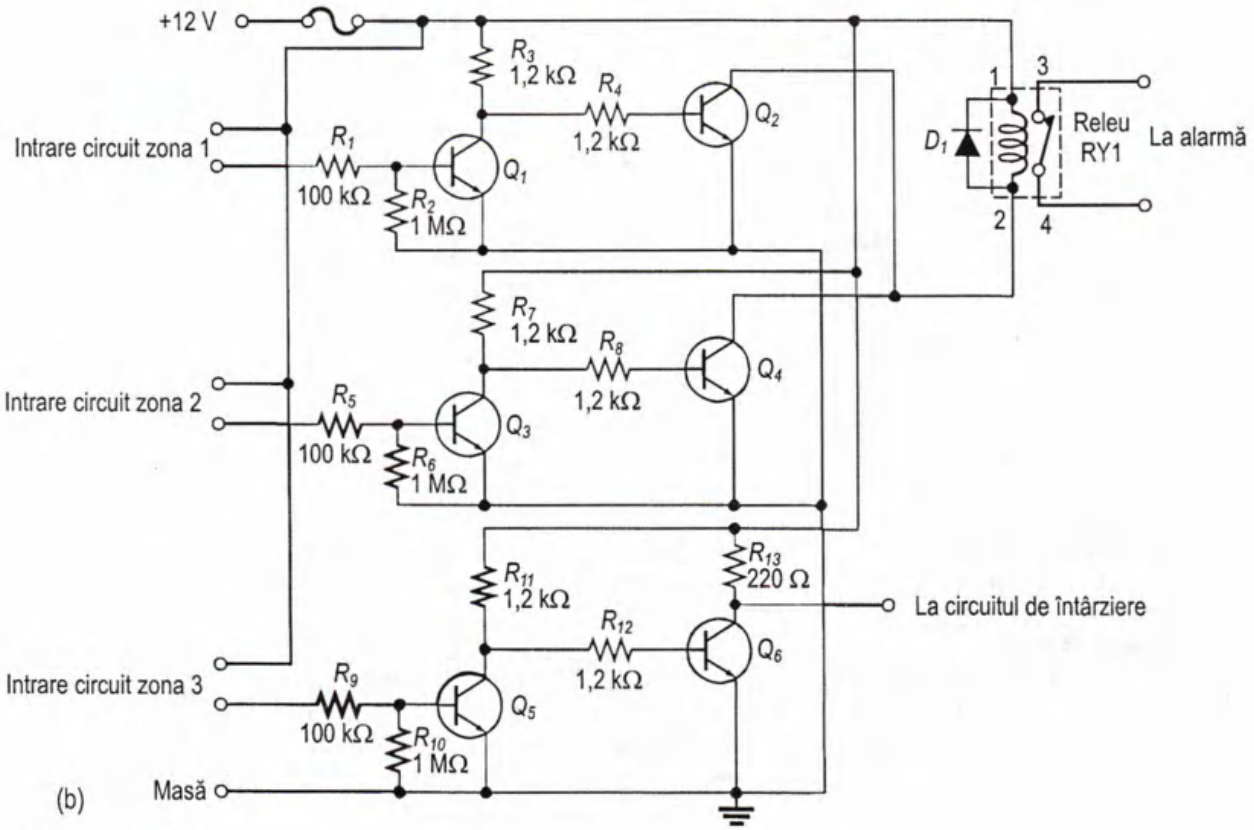
Tranzistoare de uz general, *npn*, cu siliciu

FIGURA 4-42

Fragment de foaie de catalog pentru tranzistorul npn 2N3947.



(a)



(b)

FIGURA 4-43

Schema şi cartela cu circuitul imprimat pentru supravegherea zonală.

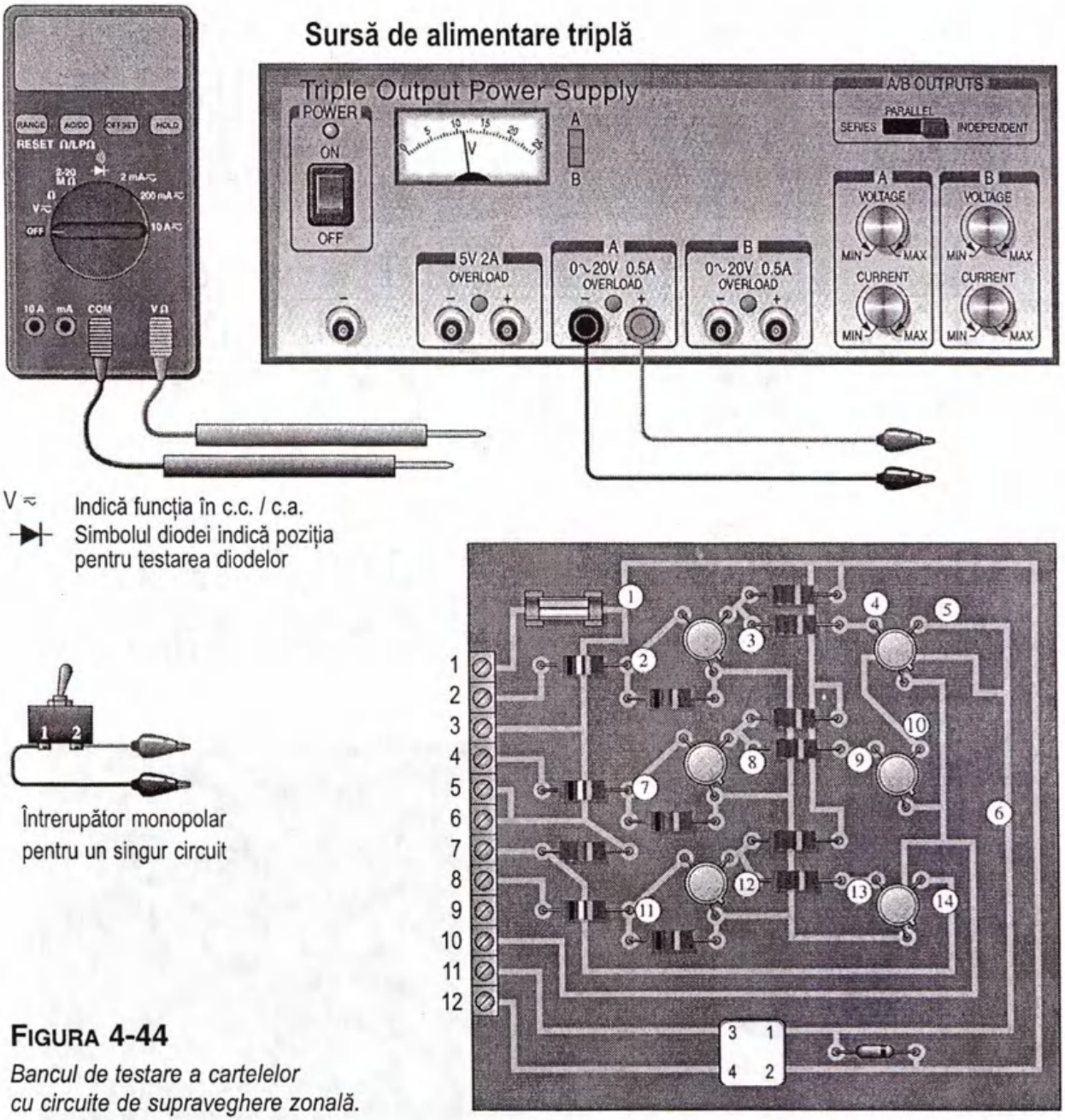


FIGURA 4-44

Bancul de testare a cartelelor cu circuite de supraveghere zonală.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitele de supraveghere zonală, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al fiecărui circuit.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în cazul fiecăreia dintre cele trei cartele defecte.

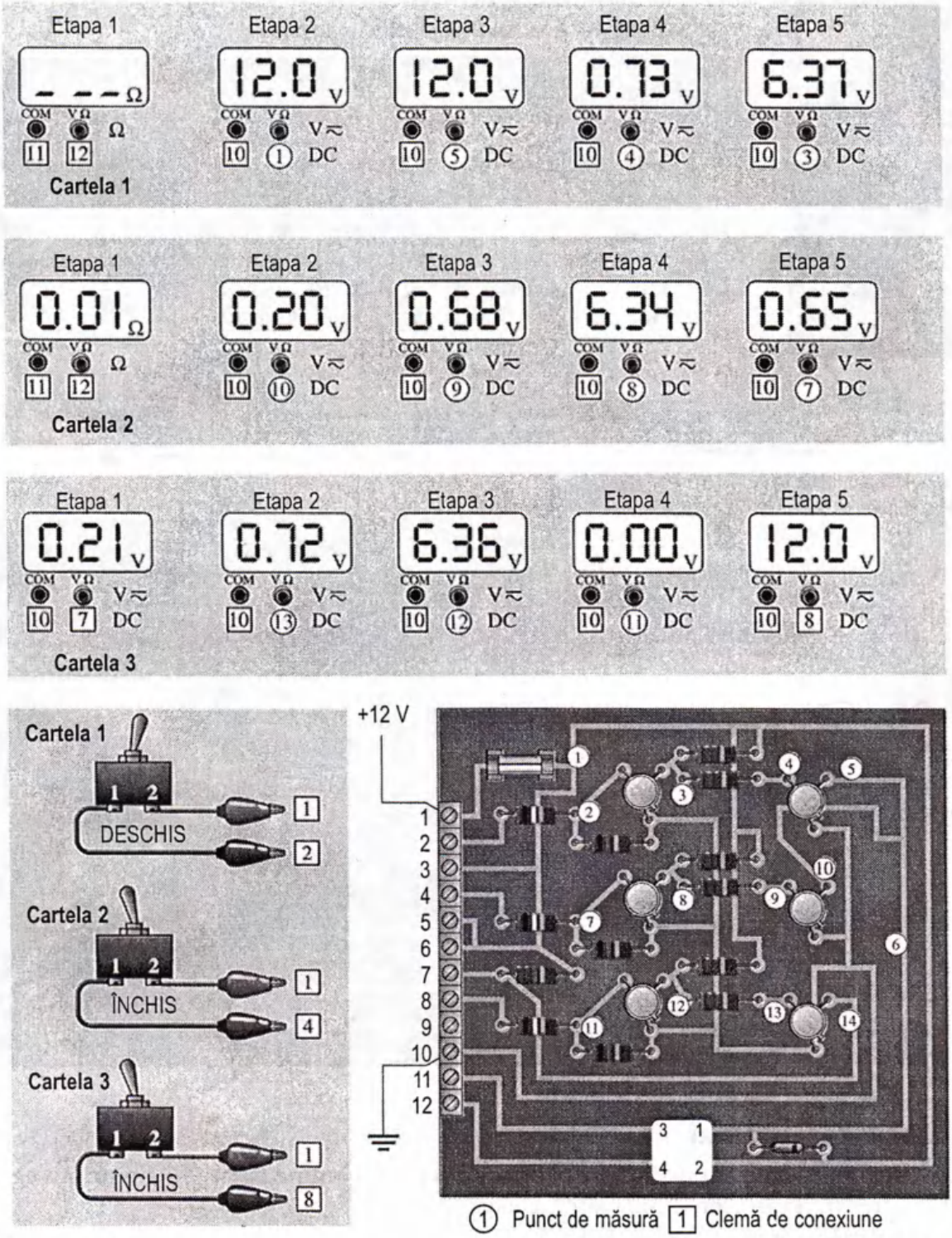


FIGURA 4-45

Trei seturi de rezultate pentru trei cartele cu circuite defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Tranzistorul bipolar cu joncțiuni este realizat din trei regiuni: baza, emitorul și colectorul.

■ Tranzistorul bipolar are două joncțiuni *pn*: joncțiunea bază-emitor și joncțiunea bază-colector.

■ În tranzistoarele bipolare, curentul este format atât din electroni liberi, cât și din goluri, de unde și denumirea de *bipolar*.

■ Regiunea bazei este foarte îngustă și slab dopată în comparație cu cele ale emitorului și colectorului.

■ Cele două tipuri de tranzistoarele bipolare cu joncțiuni sunt *npn* și *pnp*.

■ Pentru ca tranzistorul să lucreze în regim de amplificare, joncțiunea bază-emitor trebuie polarizată direct, iar joncțiunea bază-colector trebuie polarizată invers.

■ Cei trei curenți caracteristici unui tranzistor sunt curentul de bază (I_B), curentul de emitor (I_E) și curentul de colector (I_C).

■ I_B este foarte mic în comparație cu I_C și I_E.

■ Câștigul în c.c. al unui tranzistor este raportul dintre I_C și I_B și se notează $\beta_{c.c.}$. Uzual, ia valori de la mai puțin de 20 până la câteva sute.

■ În foile de catalog pentru tranzistoare, pentru $\beta_{c.c.}$ se folosește, de obicei, notația h_{FE}.

■ Raportul dintre I_C și I_E se notează cu $\alpha_{c.c.}$. Uzual, ia valori cuprinse între 0,95 și 0,99.

■ Câștigul în tensiune al unui tranzistor ce lucrează în regim de amplificare depinde de rezistența internă a emitorului și de rezistența din circuitul exterior al colectorului.

■ Tranzistorul poate lucra în regim de comutator electronic, în blocare și saturație.

■ În blocare, ambele joncțiuni *pn* sunt polarizate invers, practic neexistând curent de colector. Teoretic, tranzistorul se comportă asemenea unui întrerupător deschis, situat între colector și emitor.

■ În saturație, ambele joncțiuni *pn* sunt polarizate direct, iar curentul de colector are valoarea sa maximă. Teoretic, tranzistorul se comportă asemenea unui întrerupător închis, situat între colector și emitor.

■ $\beta_{c.c.}$ variază cu temperatura și, de asemenea, de la un exemplar la altul de același tip.

■ Tranzistoarele se realizează în diferite tipuri de capsule din material plastic, metal sau ceramică.

■ Este preferabil să verificați starea de funcționare a unui tranzistor în circuit, înainte de a-l dezlipi.

■ Cele mai frecvente defecte sunt: întreruperea joncțiunilor, valoare $\beta_{c.c.}$ scăzută, curenți reziduali prea mari, întreruperea circuitului exterior și scurtcircuite pe traseul imprimat.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Alfa (α) Raportul dintre curentul continuu de colector și curentul continuu de emitor la tranzistoarele bipolare cu joncțiuni.

Amplificare Proces de creștere a puterii, tensiunii sau curentului prin mijloace electronice.

Amplificator Circuit electronic care amplifică puterea, tensiunea sau curentul.

Bază Una dintre regiunile semiconductoare ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni. Este foarte îngustă și slab dopată în comparație cu celelalte regiuni.

Beta (β) Raportul dintre curentul continuu de colector și curentul continuu de bază la tranzistoarele bipolare cu joncțiuni; câștigul în curent de la bază la colector.

Bipolar Caracterizat prin faptul că purtătorii de sarcină sunt atât electronii liberi, cât și golurile.

Blocare Stare în care tranzistoarele nu conduc curentul.

Câștig Valoare care arată de câte ori este mărit (amplificat) un semnal electric.

Colector Cea mai mare dintre cele trei regiuni semiconductoare ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Emitor Cea mai puternic dopată dintre cele trei regiuni semiconductoare ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Liniar Caracterizat de o relație de proporționalitate directă.

Polarizare Aplicarea tensiunii continue necesare unui tranzistor sau unui alt dispozitiv pentru ca acesta să funcționeze într-un anumit mod.

Punct flotant Punct al unui circuit care nu este legat galvanic la masă sau la o tensiune constantă.

Saturație Stare în care curentul de colector al unui tranzistor atinge valoarea sa maximă, devenind independent de curentul de bază.

Tranzistor Dispozitiv semiconductor utilizat pentru amplificare și comutație.

Tranzistor bipolar cu joncțiuni Tranzistor realizat din trei regiuni semiconductoare dopate, separate de două joncțiuni *pn*.

■ FORMULE DE BAZĂ

(4-1) $I_E = I_C + I_B$ — Curenții tranzistorului

(4-2) $\beta_{c.c.} = \frac{I_C}{I_B}$ — Câștigul în c.c.

(4-3) $\alpha_{c.c.} = \frac{I_C}{I_E}$ — Alfa în c.c.

(4-4) $V_{BE} \cong 0{,}7\ \text{V}$ — Tensiunea bază-emitor (la siliciu)

(4-5) $I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$ — Curentul de bază

(4-6) $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$ — Tensiunea colector-emitor (cu emitorul comun)

(4-7) $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$ — Tensiunea colector-bază

(4-8) $I_C = \frac{P_{D(max)}}{V_{CE}}$ — I_C maxim la V_{CE} dată

(4-9) $A_v \cong \frac{R_C}{r'_e}$ — Valoarea aproximativă a câștigului în tensiune alternativă

(4-10) $V_{CE(blocare)} = V_{CC}$ Condiția de blocare

(4-11) $I_{C(sat)} = \dfrac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C}$ Curentul de colector la saturație

(4-12) $I_{B(min)} = \dfrac{I_{C(sat)}}{\beta_{c.c.}}$ Curentul minim de bază la saturație

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Cele trei terminale ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni se numesc:
   (a) *p*, *n*, *p* (b) *n*, *p*, *n*
   (c) intrare, ieșire, masă (d) bază, emitor, colector
2. Regiunile de tip *p* ale unui tranzistor *pnp* sunt:
   (a) baza și emitorul (b) baza și colectorul (c) emitorul și colectorul
3. Pentru ca un tranzistor *npn* să lucreze în regim de amplificare, baza lui trebuie să fie:
   (a) pozitivă față de emitor (b) negativă față de emitor
   (c) pozitivă față de colector (d) la 0 V
4. Curentul de emitor este totdeauna:
   (a) mai mare decât curentul de bază (b) mai mic decât curentul de colector
   (c) mai mare decât curentul de colector (d) răspunsurile (a) și (c)
5. Parametrul $\beta_{c.c.}$ al tranzistoarelor reprezintă:
   (a) câștigul în curent (b) câștigul în tensiune
   (c) câștigul în putere (d) rezistența internă
6. Dacă I_C este de 50 de ori mai mare decât I_B, $\beta_{c.c.}$ este:
   (a) 0,02 (b) 100 (c) 50 (d) 500
7. Dacă $\beta_{c.c.}$ este 100, $\alpha_{c.c.}$ este:
   (a) 99 (b) 0,99 (c) 101 (d) 0,01
8. Căderea aproximativă de tensiune pe joncțiunea bază-emitor polarizată direct a unui tranzistor bipolar cu siliciu este:
   (a) 0 V (b) 0,7 V (c) 0,3 V (d) V_{BB}
9. Pentru ca un tranzistor să lucreze ca amplificator liniar, joncțiunile sale trebuie polarizate astfel:
   (a) BE direct, BC invers (b) BE direct, BC direct
   (c) BE invers, BC invers (d) BE invers, BC direct
10. Dacă tensiunea de ieșire a unui amplificator cu tranzistor este de 5 V ef., iar cea de intrare, de 100 mV ef., câștigul în tensiune este de:
    (a) 5 (b) 500 (c) 50 (d) 100
11. Când lucrează în blocare / saturație, tranzistorul se comportă ca un:
    (a) amplificator liniar (b) întrerupător
    (c) condensator variabil (d) rezistor variabil
12. În regim de blocare, V_{CE} este:
    (a) 0 V (b) minim (c) maxim
    (d) egal cu V_{CC} (e) răspunsurile (a) și (b) (f) răspunsurile (c) și (d)

13. În regim de saturație, V_{CE} este:
(a) 0,7 V (b) egal cu V_{CC} (c) minim (d) maxim
14. Pentru ca un tranzistor să fie saturat trebuie îndeplinită condiția:
(a) $I_B = I_{C(sat)}$ (b) $I_B > I_{C(sat)}/\beta_{c.c.}$
(c) V_{CC} să fie de minimum 10 V (d) emitorul să fie la masă
15. În cazul unui tranzistor saturat, continuarea creșterii curentului de bază va avea ca rezultat:
(a) creșterea curentului de colector (b) neafectarea curentului de colector
(c) scăderea curentului de colector (d) intrarea tranzistorului în blocare
16. Dacă joncțiunea bază-emitor este întreruptă, tensiunea în colector va fi:
(a) V_{CC} (b) 0 V (c) flotantă (d) 0,2 V

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 4-1 Structura tranzistorului

1. Care este denumirea purtătorilor majoritari din regiunea bazei unui tranzistor *npn*?
2. Explicați în ce scop regiunea bazei este îngustă și slab dopată.

Secțiunea 4-2 Principiul de funcționare al tranzistorului

3. De ce curentul de bază al unui tranzistor este atât de mic față de curentul de colector?
4. În circuitul unui tranzistor, curentul de bază reprezintă 2% din cei 30 mA ai curentului de emitor. Aflați valoarea curentului de colector.
5. Pentru ca un tranzistor *pnp* să funcționeze normal, baza trebuie să fie (*pozitivă* sau *negativă?*) față de emitor și (*pozitivă* sau *negativă?*) față de colector.
6. Ce valoare are I_C dacă $I_E = 5{,}34$ mA și $I_B = 475$ μA?

Secțiunea 4-3 Caracteristicile și parametrii tranzistorului

7. Ce valoare are $\alpha_{c.c.}$ dacă $I_C = 8{,}23$ mA și $I_E = 8{,}69$ mA?
8. Un tranzistor are $I_C = 25$ mA și $I_B = 200$ μA. Calculați $\beta_{c.c.}$.
9. Cât este $\beta_{c.c.}$ pentru un tranzistor cu $\alpha_{c.c.}$ de 0,96?
10. Cât este $\alpha_{c.c.}$ dacă $\beta_{c.c.}$ este 30?
11. Un tranzistor are $\alpha_{c.c.}$ de 0,96. Aflați I_C pentru $I_E = 9{,}35$ mA.
12. Tranzistorului din fig. 4-46 i se aplică un curent de bază de 50 μA, iar pe R_C cade tensiunea de 5 V. Calculați $\beta_{c.c.}$.
13. Calculați $\alpha_{c.c.}$ pentru tranzistorul din problema 12.

FIGURA 4-46

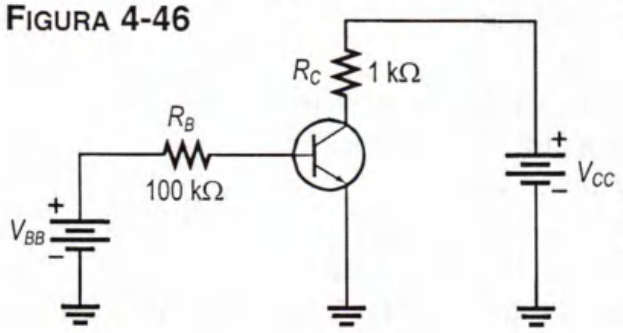


FIGURA 4-47

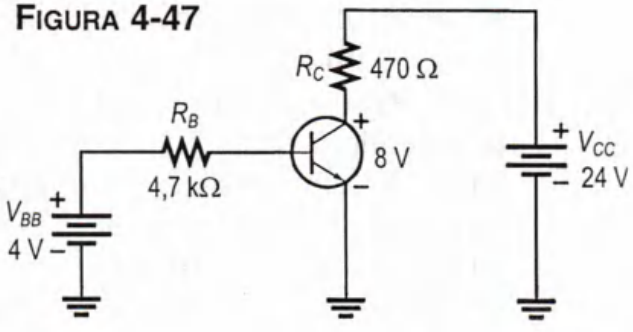
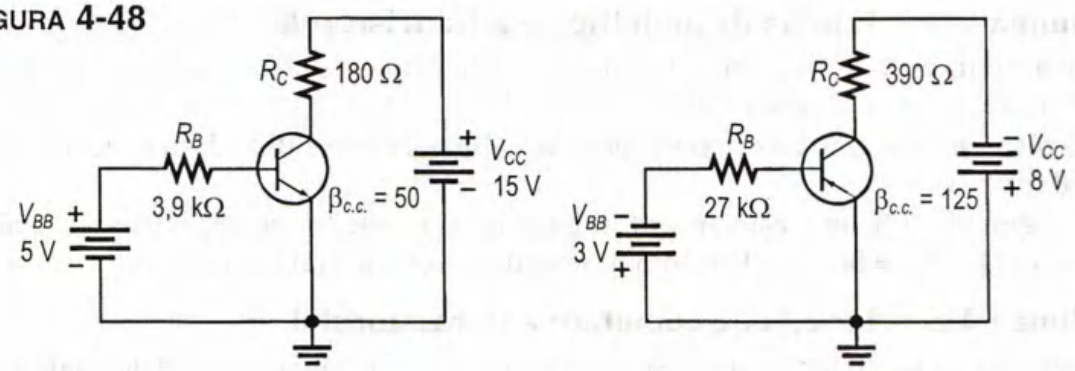


FIGURA 4-48



14. Aflați toți curenții din fig. 4-47. Cât este $\beta_{c.c.}$?
15. Aflați V_{CE}, V_{BE} și V_{CB} pentru cele două circuite din fig. 4-48.
16. Determinați dacă tranzistoarele din fig. 4-48 sunt saturate sau nu.
17. Aflați I_B, I_E și I_C pentru circuitul din fig. 4-49. $\alpha_{c.c.} = 0{,}98$.
18. Determinați tensiunea față de masă corespunzătoare terminalelor celor două tranzistoare din fig. 4-50. Aflați, de asemenea, V_{CE}, V_{BE} și V_{CB}.
19. Dacă parametrul $\beta_{c.c.}$ al tranzistorului din fig. 4-50(a) își schimbă valoarea de la 100 la 150 din cauza creșterii temperaturii, cum va varia curentul de colector?
20. Un tranzistor trebuie să funcționeze la un curent de colector de 50 mA. Cât de mult poate crește V_{CE} fără a se depăși valoarea de 1,2 W pentru $P_{D(max)}$?

FIGURA 4-49

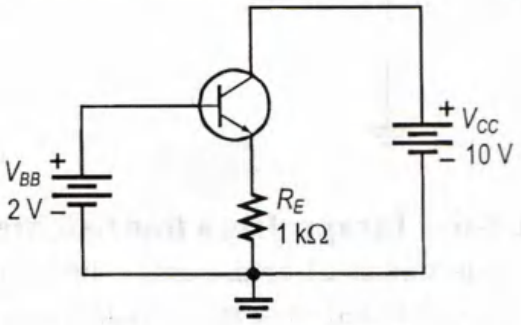
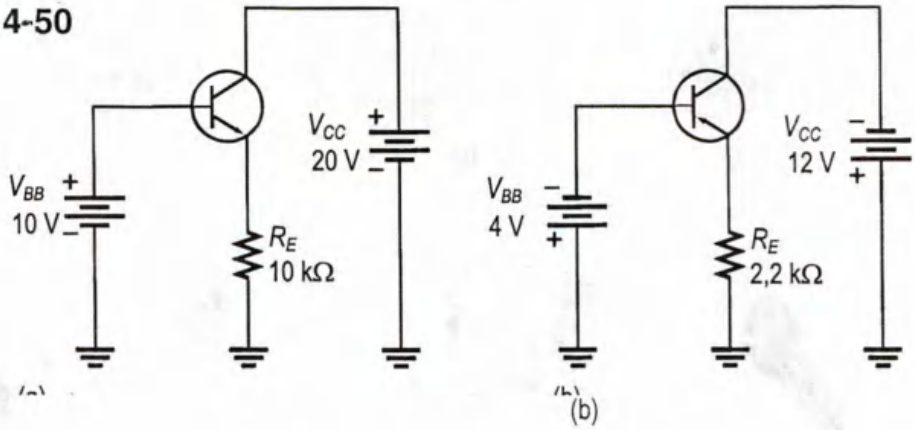


FIGURA 4-50



21. Coeficientul de corecție a puterii disipate de un tranzistor este de 1 mW/°C. $P_{D(max)}$ este de 0,5 W la 25°C. Cât va fi $P_{D(max)}$ la 100°C?

Secțiunea 4-4 Funcția de amplificare a tranzistorului

22. Un amplificator cu tranzistor are câștigul în tensiune de 50. Cât este tensiunea lui de ieșire, dacă la intrare primește 100 mV?
23. Ce câștig în tensiune este necesar pentru a obține la ieșire 10 V, dacă la intrare sunt 300 mV?
24. Un semnal de 50 mV este aplicat în baza unui tranzistor corect polarizat, având $r'_e = 10\ \Omega$ și $R_C = 560\ \Omega$. Determinați tensiunea semnalului în colector.

Secțiunea 4-5 Funcția de comutare a tranzistorului

25. Determinați $I_{C(sat)}$ pentru tranzistorul din fig. 4-51. Ce valoare I_B este necesară pentru a-l aduce în saturație? Care este valoarea minimă V_{IN} necesară în acest scop? Se consideră $V_{CE(sat)} = 0$ V.
26. Tranzistorul din fig. 4-52 are $\beta_{c.c.}$ de 50. Determinați valoarea R_B necesară pentru a-l aduce la saturație dacă V_{IN} este de 5 V. Cât trebuie să fie V_{IN} pentru ca tranzistorul să se blocheze? Se consideră $V_{CE(sat)} = 0$ V.

FIGURA 4-51

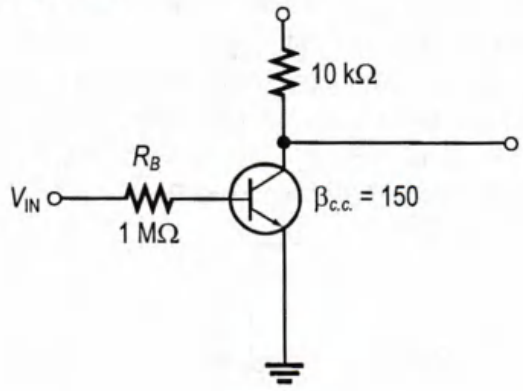
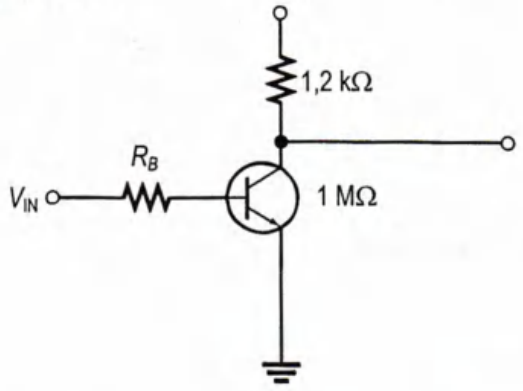


FIGURA 4-52



Secțiunea 4-6 Încapsularea tranzistoarelor și identificarea terminalelor

27. Identificați terminalele tranzistoarelor din fig. 4-53. Tranzistoarele sunt văzute de jos.
28. În ce categorii credeți că se încadrează tranzistoarele din fig. 4-54?

FIGURA 4-53

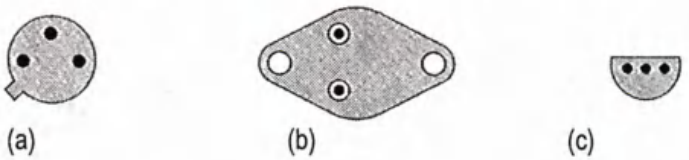
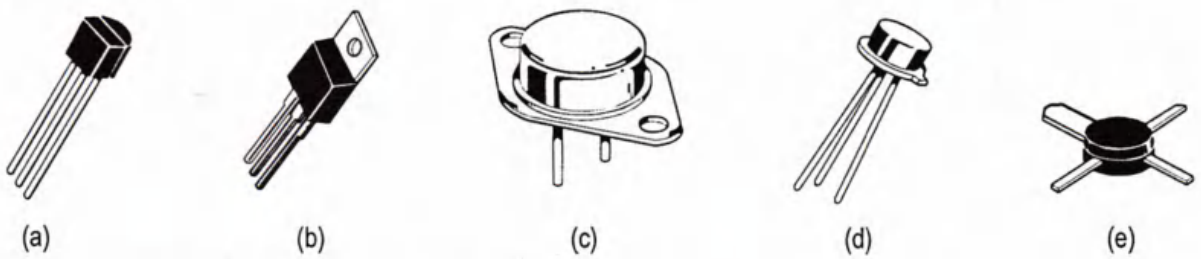


FIGURA 4-54



■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 4-7 Depanare

29. Ce ar trebui să indice un ohmmetru analogic dacă se testează un tranzistor *npn* în bună stare, neconectat în circuit, conectând plusul aparatului la emitor și minusul la bază? Dar când plusul aparatului se conectează la bază și minusul la colector?

30. În cazul în care circuitele din fig. 4-55 nu ar funcționa corect, care ar fi cauzele cele mai probabile? Se consideră $\beta_{C.C.} = 75$.

31. Ce valoare are parametrul $\beta_{C.C.}$ pentru fiecare tranzistor din fig. 4-56?

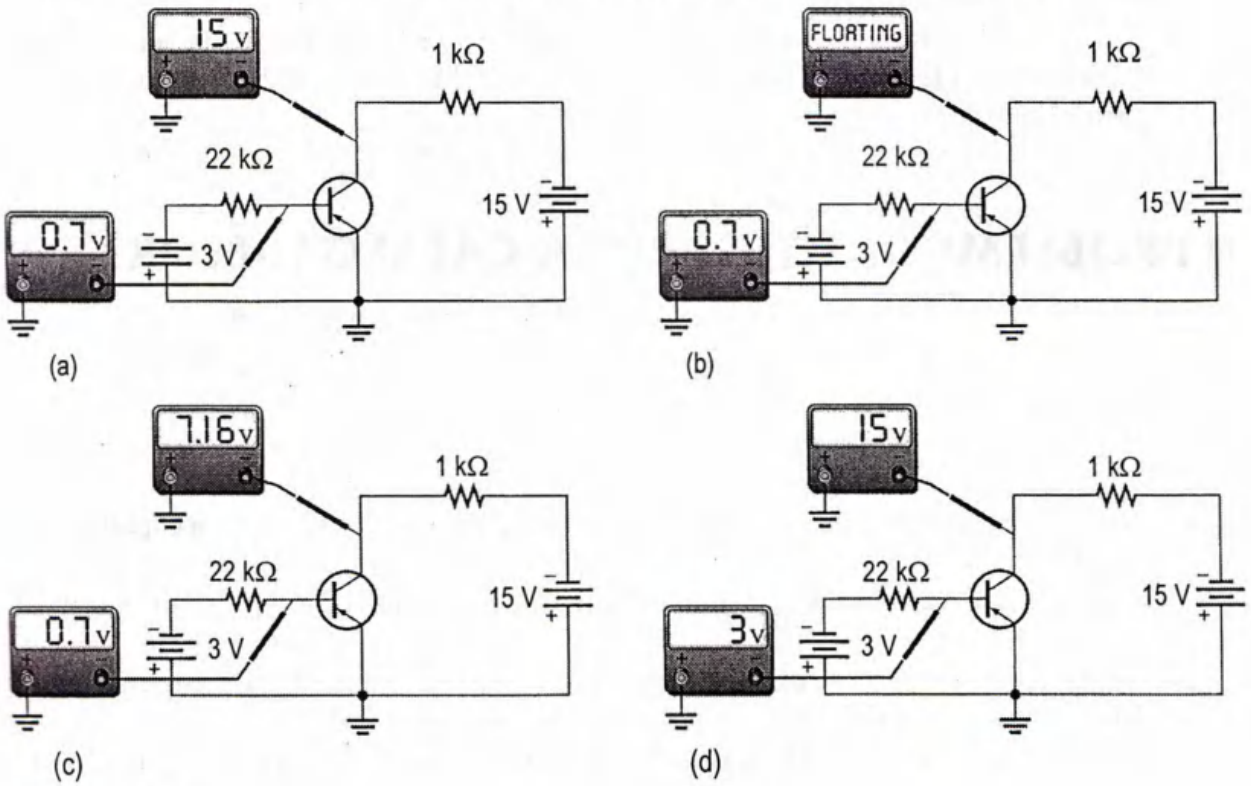


FIGURA 4-55

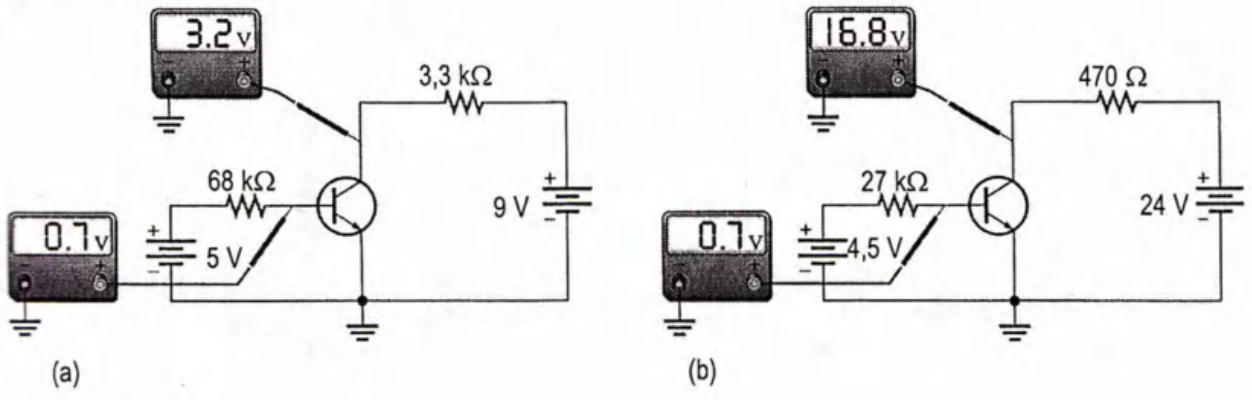


FIGURA 4-56

Secțiunea 4-8 Aplicație practică

Problemele 32, 33 și 34 se referă la cartela cu circuitul imprimat și la schema din fig. 4-43.

32. Între pinii 2 și 3 se conectează un circuit exterior cu întrerupătoare aflate la distanță. Când întrerupătoarele sunt închise, contactul releului (RY1), dintre pinii 11 și 12, este normal deschis. La deschiderea unuia dintre întrerupătoarele de la distanță, contactul releului nu se închide. Determinați cauzele posibile ale acestei funcționări defectuoase.

33. Contactul releului, dintre pinii 11 și 12 ai cartelei, rămâne închis, indiferent de semnalul aplicat la intrare. Aceasta înseamnă că releul este anclanșat în permanență. Care sunt cauzele posibile?

34. Tensiunea pe pinul 7 se menține la aproximativ 0,1 V, indiferent de semnalul de intrare aplicat la pinul 8. Unde credeți că este problema? Ce trebuie să verificați în primul rând?

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

Răspundeți la întrebările 35 ... 39 consultând foaia de catalog din fig. 4-19.

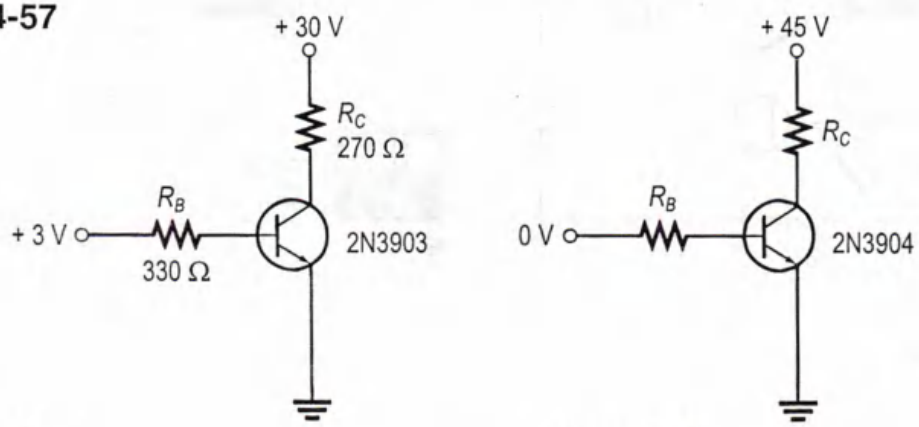
35. **(a)** Care este tensiunea maximă colector-emitor a tranzistorului 2N3903?
(b) Care este curentul continuu de colector maxim suportat de tranzistorul 2N3904?
(c) Câtă putere poate disipa un tranzistor 2N3903 dacă temperatura mediului ambiant este de 25°C?
(d) Câtă putere poate disipa un tranzistor 2N3904 dacă temperatura capsulei este de 25°C?
(e) Care este valoarea h_{FE} minimă pentru un tranzistor 2N3903 la un curent de colector de 1 mA?

36. Un tranzistor 2N3904 funcționează într-un mediu ambiant cu temperatura de 65°C. Care este puterea maximă pe care o poate disipa?

37. Temperatura capsulei unui tranzistor 2N3903 este de 45°C. Care este puterea maximă pe care o poate disipa tranzistorul?

38. Stabiliți dacă se depășește vreuna dintre valorile limită ale tranzistoarelor din fig. 4-57, luând în considerație valorile minime din foaia de catalog.

FIGURA 4-57



(a) $T_A = 50°C$ (b) $T_A = 25°C$

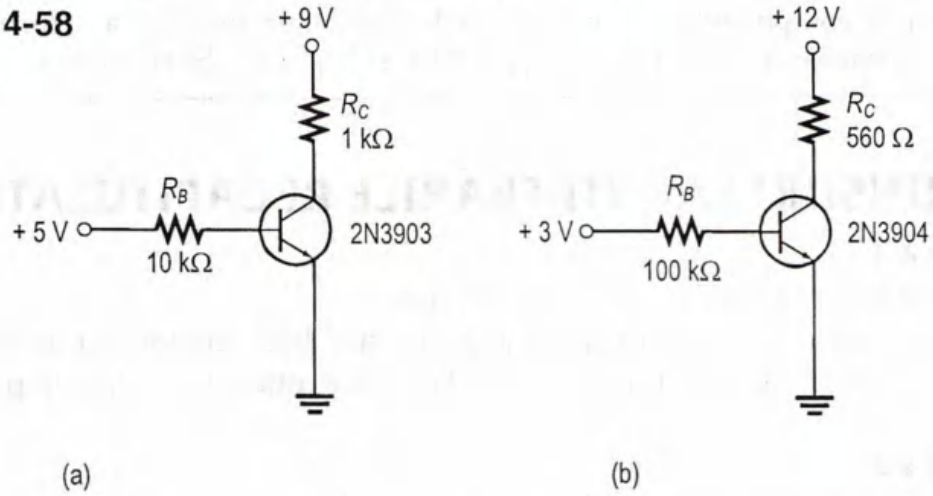
39. Stabiliți dacă tranzistoarele din fig. 4-58 lucrează în saturație, luând în considerație valoarea maximă a parametrului h_{FE} din foaia de catalog.

Răspundeți la întrebările 40 și 41 consultând foaia de catalog din fig. 4-42.

40. Determinați curenții de bază minim și maxim necesari pentru ca tranzistorul 2N3946 să aibă un curent de colector de 10 mA. Se consideră că tranzistorul nu este saturat și că V_{CE} = 1 V.

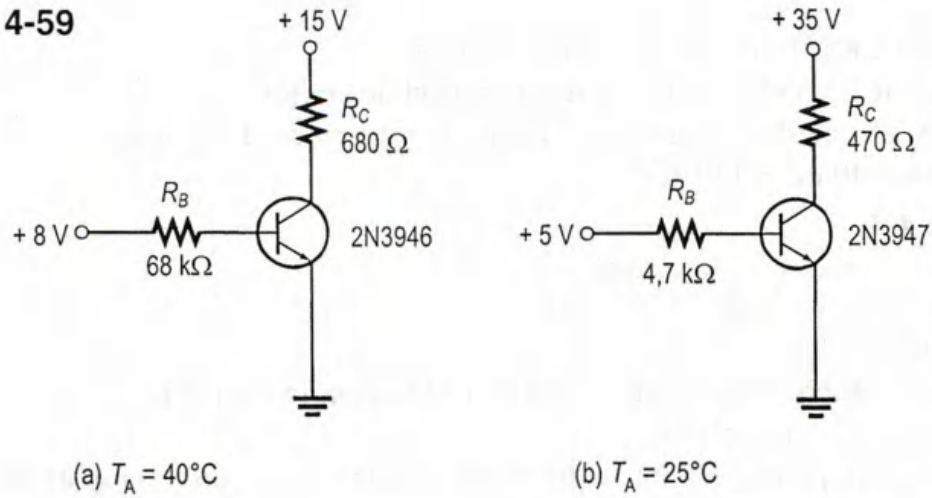
41. Stabiliți, pentru fiecare dintre circuitele din fig. 4-59, dacă apar probleme, bazându-vă pe datele de catalog. Pentru h_{FE} utilizați valoarea maximă.

FIGURA 4-58



(a) (b)

FIGURA 4-59



(a) T_A = 40°C (b) T_A = 25°C

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

42. Găsiți expresia matematică a parametrului $\alpha_{c.c.}$ în funcție de $\beta_{c.c.}$.

43. Un tranzistor 2N3904 lucrează în saturație. Valorile circuitului său de c.c., de polarizare sunt următoarele: I_B = 500 μA, V_{CC} = 10 V, R_C = 180 Ω, h_{FE} = 150. Va ieși tranzistorul din saturație dacă mărim V_{CC} la 15 V? În cazul unui răspuns afirmativ, ce valori vor avea tensiunea colector-emitor și curentul de colector?

44. Proiectați un circuit de c.c. pentru polarizarea unui tranzistor 2N3904, astfel: tensiunea sursei de colector este de 9 V; tensiunea de polarizare a bazei este de 3 V; tranzistorul furnizează un curent de 150 mA pe o sarcină rezistivă care constituie și rezistența din colector. Circuitul nu trebuie să lucreze în saturație. Pentru $\beta_{c.c.}$ alegeți valoarea minimă din foaia de catalog.
45. Modificați circuitul obținut la problema 44 astfel ca în loc de două surse de tensiune continuă să folosiți una singură, de 9 V. Celelalte cerințe rămân neschimbate.
46. Proiectați un circuit de alimentare cu c.c. a unui amplificator pentru care câștigul în tensiune trebuie să fie minimum 50, iar tensiunea alternativă de ieșire să fie axată pe o componentă continuă de 5 V. Tensiunea maximă a semnalului de intrare în bază este de 10 mV ef., V_{CC} = 12 V și V_{BB} = 4 V. Se consideră r'_e = 8 Ω.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 4-1

1. Cele două tipuri de tranzistoare sunt *npn* și *pnp*.
2. Terminalele tranzistorului bipolar cu joncțiuni sunt baza, emitorul și colectorul.
3. Cele trei regiuni ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni sunt separate prin două joncțiuni *pn*.

Secțiunea 4-2

1. Pentru ca tranzistorul să amplifice, joncțiunea BE se polarizează direct, iar BC – invers.
2. Curentul de emitor are cea mai mare valoare.
3. Curentul de bază este mult mai mic decât cel de emitor.
4. Regiunea bazei este foarte îngustă în comparație cu celelalte două.
5. I_E = 1 mA + 10 μA = 1,01 mA

Secțiunea 4-3

1. $\beta_{C.C.} = I_C/I_B$; $\alpha_{C.C.} = I_C/I_E$; h_{FE} este $\beta_{C.C.}$.
2. $\beta_{C.C.}$ = 100; $\alpha_{C.C.}$ = 100/(100+1) = 0,99
3. I_C funcție de V_{CE}.
4. Joncțiunea BE polarizată direct, joncțiunea BC polarizată invers.
5. $\beta_{C.C.}$ crește cu temperatura.
6. În general, $\beta_{C.C.}$ variază într-o oarecare măsură de la un exemplar la altul al aceluiași tip de tranzistoare.

Secțiunea 4-4

1. Amplificarea este procesul prin care, pornindu-se de la un semnal mic, se produce un semnal mai mare, având aceeași formă de undă.
2. Câștigul în tensiune este raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare.
3. R_C și r'_e determină câștigul în tensiune.
4. A_v = 5 V/250 mV = 20
5. A_v = 1200 Ω/20 Ω = 60

Secțiunea 4-5

1. În comutație, tranzistorul lucrează în blocare și în saturație.
2. Curentul de colector este maxim la saturație.
3. Curentul de colector este aproximativ egal cu zero în blocare.
4. $V_{CE} = V_{CC}$ în blocare.
5. V_{CE} este minim la saturație.

Secțiunea 4-6

1. Cele trei categorii de tranzistoare bipolare cu joncțiuni sunt: de semnal mic / de uz general, de putere și de RF.
2. În sensul acelor de ceasornic, începând de la marcaj: emitorul, baza și colectorul (în vedere de jos).
3. La tranzistoarele de putere, colectorul este conectat la piesa de prindere sau carcasa din metal.

Secțiunea 4-7

1. Mai întâi se verifică tranzistorul fără a-l dezlipi.
2. Dacă R_B se întrerupe, tranzistorul se blochează.
3. Tensiunea din bază: +3 V; tensiunea din colector: +9 V.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

4-1 10 mA; 0,995

4-2 $I_B = 241\ \mu A$; $I_C = 21{,}7$ mA; $I_E = 21{,}94$ mA; $V_{CE} = 4{,}23$ V; $V_{CB} = 3{,}53$ V

4-3 Pe axa orizontală

4-4 Nesaturat

4-5 10 V

4-6 $V_{CC(max)} = 44{,}5$ V; $V_{CE(max)}$ va fi depășită mai întâi.

4-7 4,55 W

4-8 2,5 kΩ

4-9 78,4 μA

4-10 Se reduc R_C la 160 Ω și R_B la 2,2 kΩ.

4-11 R_B întrerupt

CAPITOLUL 5

Circuite de polarizare a tranzistoarelor

Conținutul capitolului

5-1 Punctul static de funcționare
5-2 Polarizarea bazei de la V_{CC}
5-3 Polarizarea emitorului din sursă separată
5-4 Polarizarea prin divizor de tensiune
5-5 Polarizare cu reacție în colector
5-6 Depanare
5-7 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Prezentarea modului de alimentare în c.c. a amplificatoarelor liniare
- Analizarea circuitului cu baza polarizată de la V_{CC}
- Analizarea circuitului cu emitorul polarizat din sursă separată
- Analizarea circuitului de polarizare prin divizor de tensiune
- Analizarea circuitului de polarizare cu reacție în colector
- Depistarea diverselor defecte ale circuitelor de polarizare a tranzistoarelor

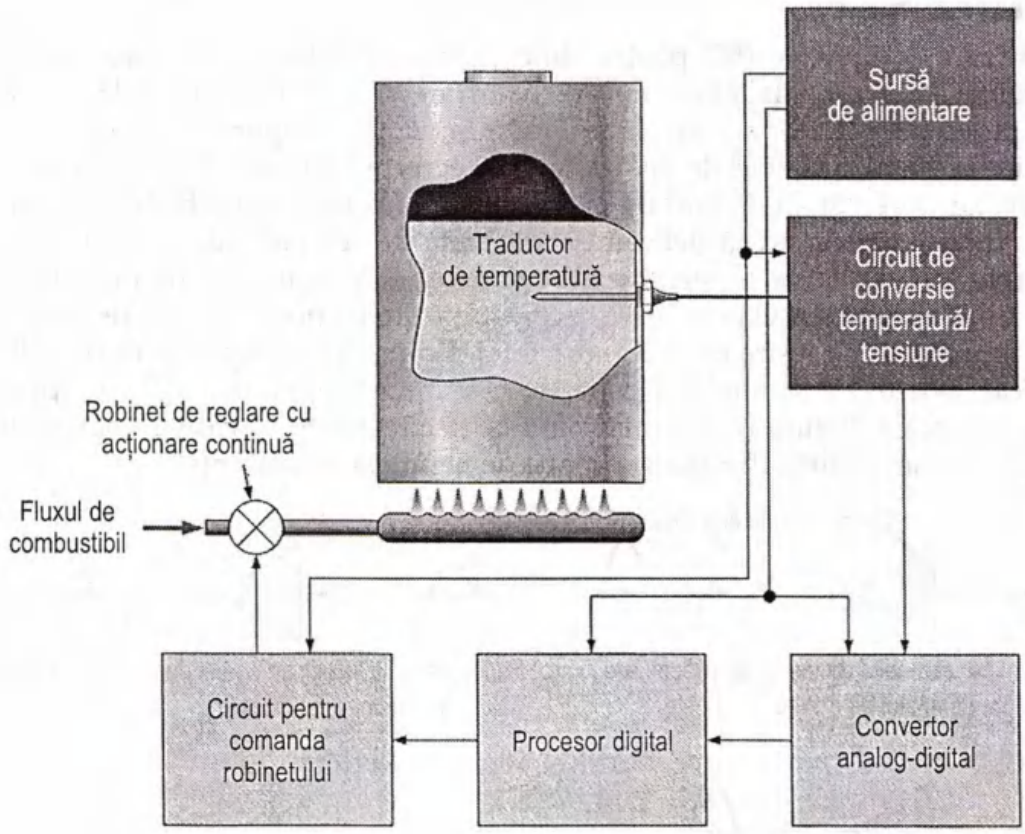
Introducere

După cum ați văzut în capitolul precedent, un tranzistor trebuie polarizat într-un anumit mod pentru a funcționa ca amplificator. Prin polarizare cu tensiune continuă se impune un nivel constant pentru curenți și tensiuni, condițiile de funcționare astfel obținute constituind *punctul static de funcționare** (*PSF*). În acest capitol vom studia câteva configurații de circuite de polarizare. Vom pune astfel bazele acumulării de cunoștințe despre amplificatoare, oscilatoare și alte tipuri de circuite care nu pot funcționa fără polarizare corespunzătoare.

Aplicația practică

Aplicația practică din acest capitol are ca obiect un sistem de reglare a temperaturii într-un proces tehnologic din domeniul chimiei industriale. Este vorba despre un circuit care convertește valori de temperatură în tensiune proporțională cu ele, tensiune cu ajutorul căreia se reglează temperatura unei substanțe lichide. Va trebui, de asemenea, să interveniți și asupra sursei de alimentare a sistemului. Primul pas pe calea rezolvării problemelor dumneavoastră este să învățați cât mai mult despre funcționarea tranzistoarelor. Veți avea ocazia să vă aplicați noile cunoștințe la soluționarea aplicației practice din secțiunea 5-7.

* În original, *quiescent point* (Q-point) – punct de stabilitate. (n.t.)



5-1 PUNCTUL STATIC DE FUNCȚIONARE

Pentru a funcționa ca amplificator, un tranzistor trebuie alimentat în c.c. (polarizat). Punctul static (de c.c.) de funcționare trebuie astfel impus încât variațiile semnalului de intrare să fie amplificate și reproduse fidel la ieșire. Din capitolul 4 ați aflat că prin polarizarea unui tranzistor se stabilesc anumite condiții pentru tensiuni și curenți. Aceasta înseamnă că în punctul static de funcționare I_C și V_{CE} au valori bine stabilite. Punctul static de funcționare este denumit, de cele mai multe ori, cu abrevierea PSF.

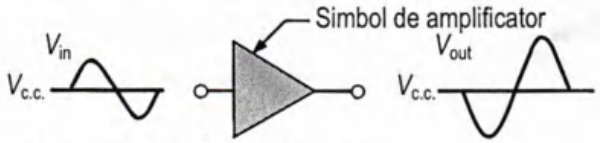
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați modul de alimentare în c.c. a amplificatoarelor liniare

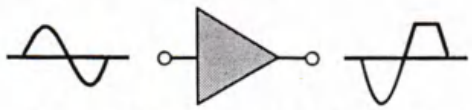
- Să descrieți modul de obținere a graficului caracteristicilor curentului de colector în cazul unui tranzistor polarizat
- Să trasați dreapta de sarcină aferentă unui circuit de polarizare a unui tranzistor
- Să explicați ce este PSF
- Să arătați care sunt condițiile pentru funcționarea în regiunea liniară
- Să arătați care sunt condițiile pentru funcționarea în regiunile de saturație și de blocare
- Să expuneți cauzele distorsiunilor formei de undă de la ieșire

Alimentarea în c.c.

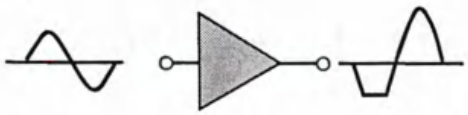
Prin polarizare se impune PSF pentru funcționarea corectă, în regiunea liniară, a amplificatorului. Dacă amplificatorul nu are la intrare și la ieșire tensiunile continue necesare, ar putea intra în blocare sau în saturație ca urmare a aplicării unui semnal la intrare. Figura 5-1 ilustrează efectele unei polarizări corecte și ale uneia incorecte asupra unui amplificator inversor. Semnalul de ieșire din fig. (a) este copia fidelă a celui de intrare, fiind doar inversat, adică defazat cu 180° față de semnalul de intrare. Amplitudinile alternanțelor pozitive și negative ale semnalului de ieșire față de nivelul componentei continue sunt egale. O polarizare necorespunzătoare poate avea ca rezultat distorsionarea semnalului de ieșire ca în fig. (b) și (c). Prima dintre acestea prezintă limitarea alternanței pozitive a semnalului de ieșire ca urmare a stabilirii PSF prea aproape de regiunea de blocare. Figura (c) ilustrează limitarea alternanței negative a semnalului de ieșire ca urmare a stabilirii PSF prea aproape de regiunea de saturație.



(a) Funcționare liniară: semnalul de ieşire, amplificat, are aceeaşi formă ca semnalul de intrare, însă este inversat



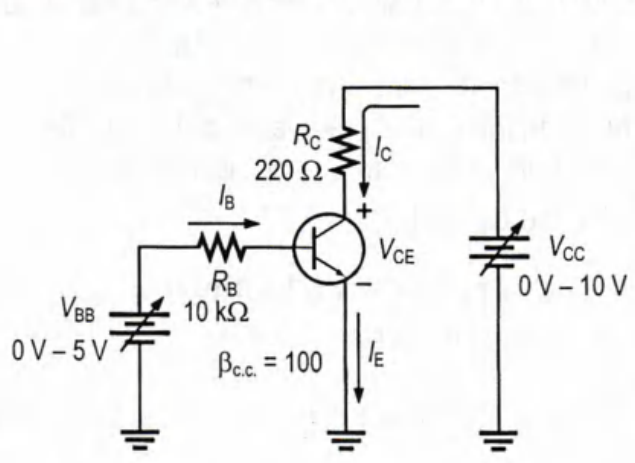
(b) Funcționare neliniară: semnalul de ieşire este limitat (tăiat) de regiunea de blocare



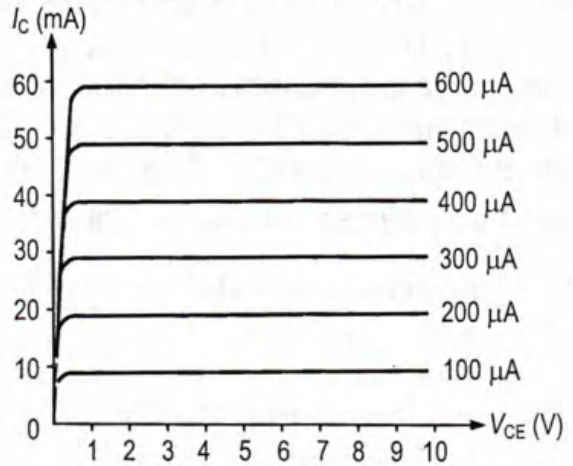
(c) Funcționare neliniară: semnalul de ieşire este limitat (tăiat) de regiunea de saturație

FIGURA 5-1

Exemple de funcționare liniară şi neliniară a unui amplificator inversor (simbolizat prin triunghi).



(a) Circuit alimentat în c.c.



(b) Graficul caracteristicilor curentului de colector

FIGURA 5-2

Circuit cu tranzistor, alimentat cu tensiune continuă variabilă, pentru trasarea graficului caracteristicilor curentului de colector (b).

Analiza grafică Tranzistorul din fig. 5-2(a) este polarizat de tensiunile variabile V_{CC} și V_{BB}, obținându-se anumite valori pentru I_B, I_C, I_E și V_{CE}. Graficul caracteristicilor curentului de colector aferente acestui tranzistor este prezentat în fig. 5-2(b); vom utiliza aceste curbe pentru a ilustra grafic efectele modului de alimentare în c.c.

Alegem trei valori pentru I_B și observăm (în fig. 5-3) cum se modifică I_C și V_{CE}. Mai întâi reglăm V_{BB} astfel încât să obținem I_B de 200 μA, ca în fig. 5-3(a). Întrucât $I_C = \beta_{c.c.} I_B$, rezultă, cum observați, un curent de colector de 20 mA și

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 \text{ V} - (20 \text{ mA})(220\ \Omega) = 10 \text{ V} - 4{,}4 \text{ V} = 5{,}6 \text{ V}$$

Acest PSF este notat cu Q_1 în fig. 5-3(a).

În continuare mărim V_{BB}, ca în fig. 5-3(b), pentru a obține I_B de 300 μA și I_C de 30 mA.

$$V_{CE} = 10 \text{ V} - (30 \text{ mA})(220\ \Omega) = 10 \text{ V} - 6{,}6 \text{ V} = 3{,}4 \text{ V}$$

PSF corespunzător acestei situații este notat în figură cu Q_2.

În fine, cum observați în fig. 5-3(c), V_{BB} crește până când obținem I_B de 400 μA și I_C de 40 mA.

$$V_{CE} = 10 \text{ V} - (40 \text{ mA})(220\ \Omega) = 10 \text{ V} - 8{,}8 \text{ V} = 1{,}2 \text{ V}$$

PSF corespunzător acestui caz este notat cu Q_3.

Dreapta de sarcină în c.c. Observați că dacă mărim I_B, I_C crește și V_{CE} scade. Dacă micșorăm I_B, I_C scade și V_{CE} crește. Prin urmare, atunci când V_{BB} se mărește sau se micșorează, PSF al tranzistorului descrie o dreaptă oblică, numită dreaptă de sarcină în c.c., care unește toate PSF particulare obținute. De-a lungul acestei drepte se pot determina din grafic valorile I_B, I_C și V_{CE}, ca în fig. 5-4.

Dreapta de sarcină în c.c. intersectează axa V_{CE} la 10 V, punct în care $V_{CE} = V_{CC}$. Acesta este punctul de unde tranzistorul intră în blocare, I_B și I_C fiind (teoretic) egali cu zero. În realitate, în blocare mai există un mic curent rezidual, I_{CBO}, cum am arătat, și, prin urmare, V_{CE} este puțin mai mică de 10 V, dar, de obicei, acest lucru se neglijează.

Dreapta de sarcină în c.c. intersectează axa I_C, teoretic, la 45,5 mA. Acesta este punctul de la care tranzistorul intră în saturație, deoarece I_C este maxim când $V_{CE} = 0$ V și $I_C = V_{CC}/R_C$. În realitate, pe tranzistor mai există o cădere de tensiune de mică valoare ($V_{CE(sat)}$) și $I_{C(sat)}$ este puțin mai mic de 45,5 mA, cum observați în fig. 5-4. Din legea a II-a a lui Kirchhoff aplicată pe ochiul ce conține colectorul rezultă:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

Din aceasta se obține o ecuație liniară ce descrie dreapta de sarcină, de forma $y = mx + b$, astfel:

$$I_C = -\left(\frac{1}{R_C}\right) V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$

unde $-1/R_C$ este panta dreptei de sarcină, iar V_{CC}/R_C este punctul ei de intersecție cu axa Oy.

Funcționarea liniară Regiunea situată pe dreapta de sarcină între punctele de blocare și de saturație este cunoscută drept *regiunea liniară* de funcționare a tranzistorului. Atâta timp cât tranzistorul lucrează în această regiune, tensiunea de ieșire este, teoretic, reproducerea liniară a tensiunii de intrare.

Figura 5-5 prezintă o ilustrare a funcționării liniare a tranzistorului. Indicii mărimilor de c.a. sunt scriși cu litere cursive. Să presupunem că pe V_{BB} se suprapune o tensiune sinu-

soidală, V_{in}, producând o variație sinusoidală a curentului de bază de 100 μA de ambele părți ale valorii sale de PSF, de 300 μA. Aceasta, la rândul ei, produce variația sinusoidală a curentului de colector cu 10 mA de o parte și de cealaltă ale valorii de PSF, de 30 mA. Consecința variației curentului de colector este variația în ambele sensuri, cu 2,2 V, a tensiunii colector-emitor, față de valoarea de PSF, de 3,4 V. Punctul *A* al dreptei de sarcină din fig. 5-5 corespunde vârfului pozitiv al tensiunii de intrare sinusoidale. Punctul *B* corespunde vârfului negativ, iar punctul *Q* – valorii zero a sinusoidei, cum se poate vedea. V_{CEQ}, I_{CQ} și I_{BQ} sunt valorile de c.c. ale PSF, în absența tensiunii sinusoidale de intrare.

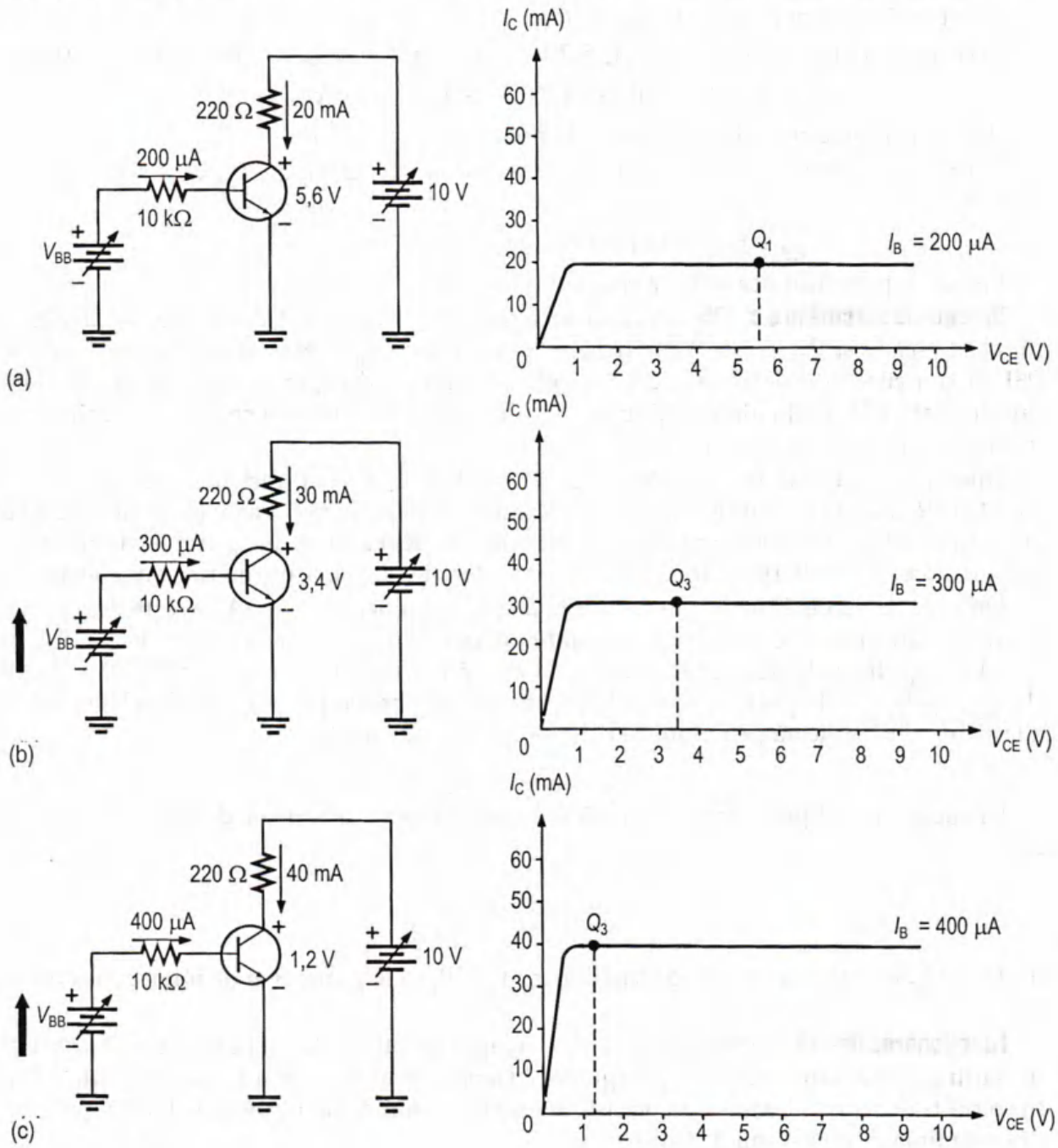
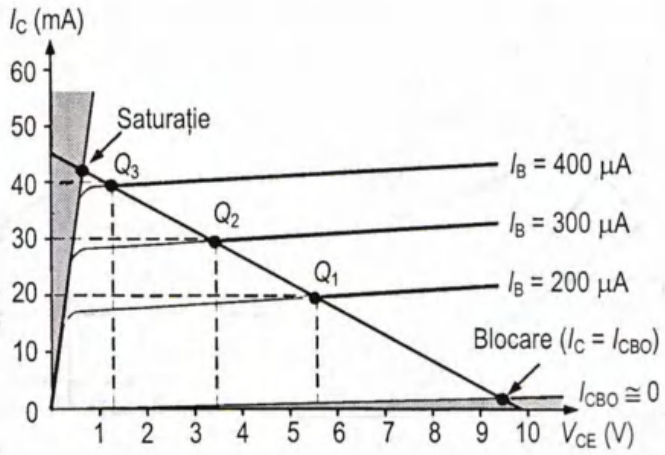


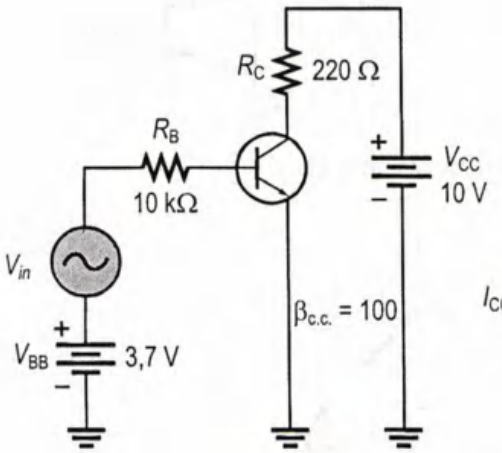
FIGURA 5-3

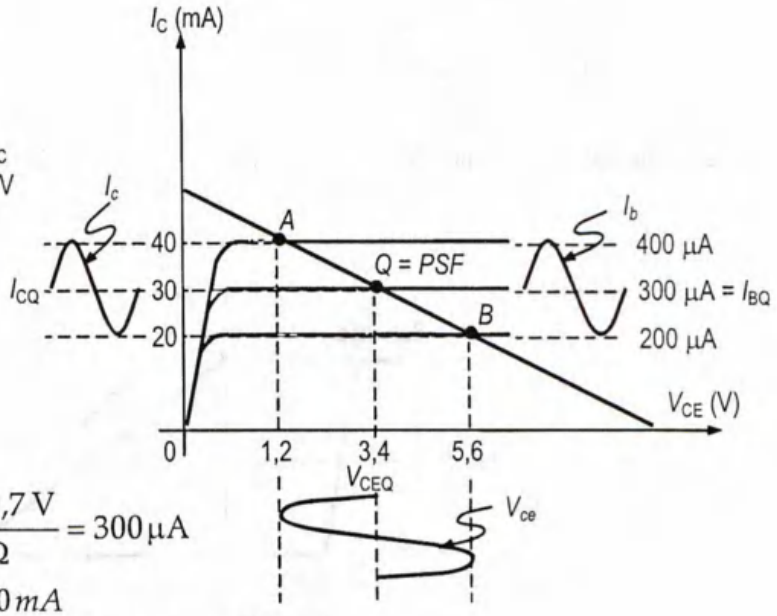
Ilustrarea deplasării PSF.

FIGURA 5-4

Dreapta de sarcină în c.c.







$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - 0{,}7\,\text{V}}{R_B} = \frac{3{,}7\,\text{V} - 0{,}7\,\text{V}}{10\,\text{k}\Omega} = 300\,\mu\text{A}$$

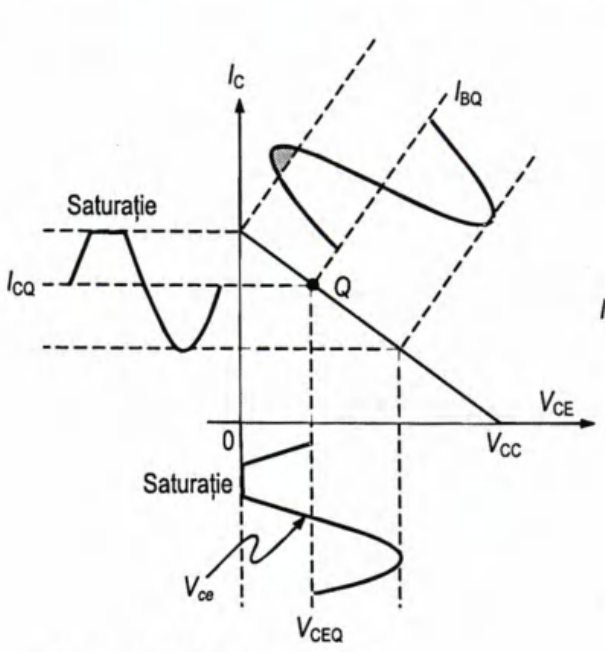
$$I_{CQ} = \beta_{C.C.} I_{BQ} = (100)(300\,\mu A) = 30\,mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C = 10V - (30\,mA)(220\,\Omega) = 3{,}4\,V$$

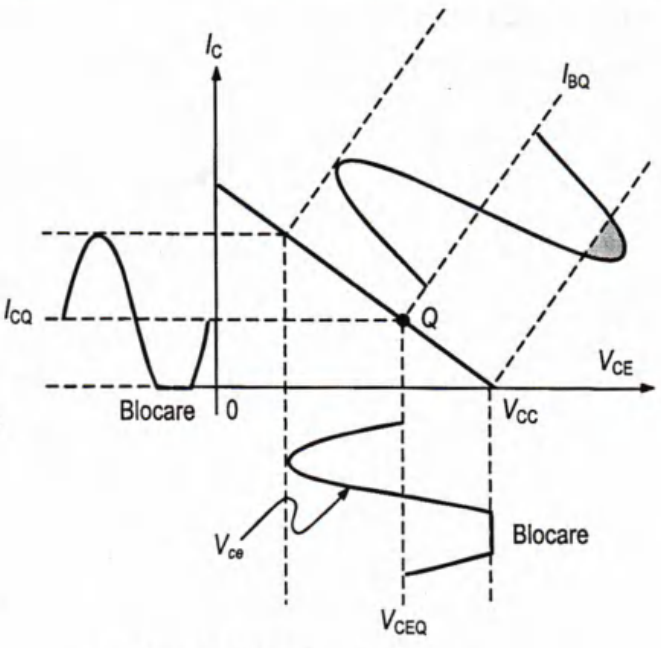
FIGURA 5-5

Variația curentului de colector şi a tensiunii colector-emitor ca urmare a variației curentului de bază. Remarcați că indicii mărimilor de c.a. sunt scrişi cu litere mici, cursive.

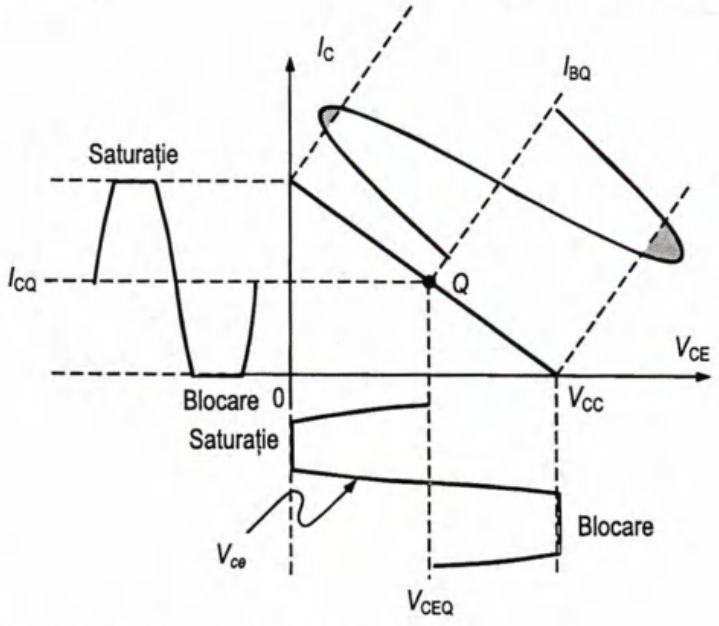
Distorsionarea formelor de undă După cum am arătat, pentru anumite valori ale parametrilor semnalului de intrare, din cauza poziției PSF pe dreapta de sarcină se poate produce limitarea sau tăierea unui vârf al formei de undă a V_{ce} ca în fig. 5-6(a) și (b). În ambele cazuri, amplitudinea semnalului de intrare este prea mare pentru poziționarea PSF, ducând la intrarea tranzistorului în blocare sau în saturație pe o porțiune a perioadei semnalului de intrare. Dacă ambele vârfuri sunt limitate, ca în fig. 5-6(c), înseamnă că tranzistorul intră atât în blocare, cât și în saturație, din cauza unui semnal de intrare prea mare. Dacă este limitat numai vârful pozitiv, tranzistorul intră în blocare, dar nu și în saturație. Dacă este limitat numai vârful negativ, tranzistorul intră în saturație, dar nu și în blocare. O metodă eficientă de a obține un semnal de ieșire nedistorsionat este următoarea: se limitează vârful pozitiv al V_{ce} la $0{,}95V_{CC}$ și cel negativ la $0{,}05V_{CC}$, cu PSF în centrul dreptei de sarcină.



(a) Tranzistor intrat în saturație



(b) Tranzistor intrat în blocare



(c) Tranzistor intrat atât în saturație, cât și în blocare

FIGURA 5-6

Ilustrarea grafică, pe dreapta de sarcină, a intrării tranzistorului în saturație și blocare.

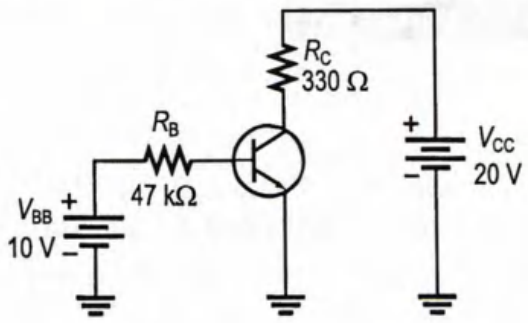
EXEMPLUL 5-1

Determinați PSF al circuitului din fig. 5-7 și găsiți valoarea maximă de vârf a curentului de bază în funcționare liniară. Se consideră $\beta_{c.c.} = 200$.

Rezolvare

PSF este definit de valorile I_C și V_{CE}. Aflați aceste valori folosind formulele învățate în capitolul 4.

FIGURA 5-7



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{47\text{ k}\Omega} = 198\ \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta_{c.c.} I_B = (200)(198\ \mu\text{A}) = 39{,}6\text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 20\text{ V} - 13{,}07\text{ V} = 6{,}93\text{ V}$$

PSF se află la I_C = 39,6 mA și V_{CE} = 6,93 V. Întrucât $I_{C(blocare)}$ = 0, trebuie să cunoașteți $I_{C(sat)}$ pentru a stabili cât poate varia curentul de colector fără ca tranzistorul să iasă din regiunea de funcționare liniară.

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20\text{ V}}{330\ \Omega} = 60{,}6\text{ mA}$$

Graficul dreptei de sarcină din fig. 5-8 arată că, teoretic, I_C poate crește, fără ca tranzistorul să intre în saturație, cu:

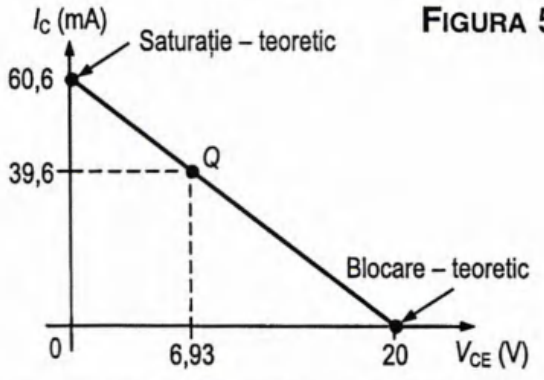
$$I_{C(sat)} - I_{CQ} = 60{,}6\text{ mA} - 39{,}6\text{ mA} = 21\text{ mA}$$

Oricum, I_C poate scădea cu 39,6 mA fără ca tranzistorul să ajungă în blocare (I_C = 0 V). Prin urmare, excursia de tensiune este limitată la 21 mA din cauză că *PSF este mai apropiat de punctul de saturație decât de cel de blocare*. Valoarea de 21 mA reprezintă vârful maxim până la care poate varia curentul de colector. De fapt, el trebuie să fie, practic, puțin mai mic, deoarece $V_{CE(sat)}$ nu este exact zero. Valoarea maximă de vârf până la care poate varia curentul de bază se determină astfel:

$$I_{b(vârf)} = \frac{I_{c(vârf)}}{\beta_{c.c.}} = \frac{21\text{ mA}}{200} = \mathbf{105\ \mu A}$$

Exercițiu complementar Determinați PSF al circuitului din fig. 5-7 și calculați valoarea maximă de vârf a curentului de bază pentru care tranzistorul lucrează în regiunea liniară, dacă elementele circuitului au următoarele valori: $\beta_{c.c.}$ = 100, R_C = 1 kΩ, V_{CC} = 24 V.

FIGURA 5-8



SECȚIUNEA 5-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt limitele superioară și inferioară ale dreptei de sarcină în c.c., exprimate în funcție de V_{CE} și I_C?
2. Definiți PSF.
3. Din ce punct al dreptei de sarcină începe regiunea de saturație? Dar regiunea de blocare?
4. Unde trebuie poziționat PSF pentru a obține valoarea maximă a V_{ce}?

5-2 POLARIZAREA BAZEI DE LA V_{CC}

În această secțiune, ca și în următoarele trei, veți cunoaște diferite configurații de circuite de alimentare în c.c. a tranzistoarelor care nu necesită o sursă de alimentare separată pentru circuitul bazei. Vă vom prezenta avantajele și dezavantajele fiecărui tip de circuit.

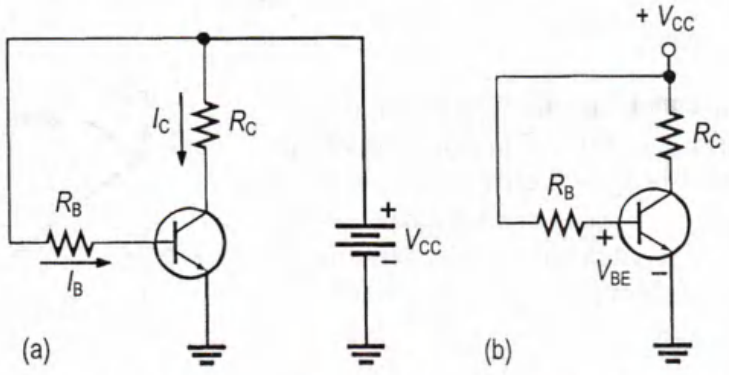
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați un circuit cu baza polarizată de la V_{CC}

- Să recunoașteți un circuit în care polarizarea bazei tranzistorului se face din V_{CC}
- Să descrieți influența parametrului $\beta_{c.c.}$ asupra PSF
- Să descrieți influența V_{BE} și I_{CBO} asupra PSF
- Să comentați stabilitatea circuitului cu baza polarizată din V_{CC}

Până acum, pentru polarizarea joncțiunii bază-emitor a fost utilizată o sursă de tensiune continuă, V_{BB}, separată, dar numai în scopul de a facilita ilustrarea modului de funcționare a tranzistorului, întrucât această tensiune putea fi variată independent de V_{CC}. O metodă mai eficientă este folosirea în exclusivitate a sursei de tensiune V_{CC}, ca în fig. 5-9(a). Pentru simplificarea schemei, simbolul bateriei poate fi înlocuit cu o linie terminată cu un cerculeț, lângă care se notează simbolul tensiunii respective, ca în fig. 5-9(b).

FIGURA 5-9
Polarizarea bazei din V_{CC}



Iată analiza circuitului din fig. 5-9 pentru regiunea liniară. Căderea de tensiune pe R_B este $V_{CC} - V_{BE}$. Prin urmare:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \tag{5-1}$$

Legea a II-a a lui Kirchhoff, aplicată pe ochiul ce conține circuitul de colector din fig. 5-9(a), conduce la ecuația:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

De aici rezultă V_{CE}:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{5-2}$$

Substituind I_B, din ecuația (5-1), în formula $I_C = \beta_{c.c.} I_B$, obținem:

$$I_C = \beta_{c.c.} \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right) \tag{5-3}$$

Influența parametrului $\beta_{c.c.}$ asupra PSF

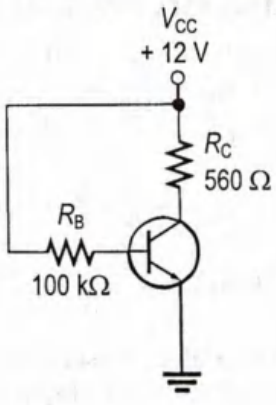
Ecuația (5-3) exprimă dependența I_C de $\beta_{c.c.}$. Dezavantajul acestei dependențe este faptul că variația parametrului $\beta_{c.c.}$ produce atât variația I_C, cât și a V_{CE}, modificând astfel PSF al tranzistorului. Din această cauză, circuitul cu baza polarizată din V_{CC} este extrem de dependent de beta.

Amintiți-vă că $\beta_{c.c.}$ variază cu temperatura și curentul de colector. În plus, valorile sale sunt mult împrăștiate pentru tranzistoare de același tip, din cauza fluctuațiilor din procesul tehnologic. Prin urmare, un circuit cu baza polarizată din V_{CC} poate începe să producă la ieșire distorsiuni dacă, în urma unei defectări, tranzistorul original a fost înlocuit cu unul având altă valoare $\beta_{c.c.}$ sau dacă variația temperaturii produce o modificare suficient de importantă a acestei valori.

EXEMPLUL 5-2

Circuitul cu baza polarizată de la V_{CC}, din fig. 5-10, este expus la o creștere a temperaturii de la 25°C la 75°C. Dacă $\beta_{c.c.}$ are valoarea 100 la 25°C și 150 la 75°C, determinați variația procentuală a valorilor caracteristice PSF (I_C și V_{CE}) în gama de temperaturi dată. Se neglijează variațiile V_{BE} și efectele curenților reziduali.

FIGURA 5-10



Rezolvare

La 25°C, I_C și V_{CE} se determină astfel:

$$I_C = \beta_{c.c.} \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right) = 100 \left(\frac{12\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{100\text{ k}\Omega} \right) = 11{,}3\text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12\text{ V} - (11{,}3\text{ mA})(560\ \Omega) = 5{,}67\text{ V}$$

La 75°C, I_C și V_{CE} sunt următoarele:

$$I_C = \beta_{c.c.}\left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\right) = 150\left(\frac{12\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{100\text{ k}\Omega}\right) = 17{,}0\text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12\text{ V} - (17{,}0\text{ mA})(560\ \Omega) = 2{,}48\text{ V}$$

Variația procentuală a I_C este:

$$\Delta I_C = \frac{I_{C(75°)} - I_{C(25°)}}{I_{C(25°)}} \times 100\%$$

$$= \frac{17{,}0\text{ mA} - 11{,}3\text{ mA}}{11{,}3\text{ mA}} \times 100\% \cong \mathbf{50\%} \quad (I_C \text{ crește})$$

Remarcați că I_C variază cu același procent ca și $\beta_{c.c.}$. Variația procentuală a V_{CE} este:

$$\Delta V_{CE} = \frac{V_{CE(75°)} - V_{CE(25°)}}{V_{CE(25°)}} \times 100\%$$

$$= \frac{2{,}48\text{ V} - 5{,}67\text{ V}}{5{,}67\text{ V}} \times 100\% \cong \mathbf{-56{,}3\%} \quad (V_{CE} \text{ scade})$$

După cum observați, în cazul acestui circuit PSF depinde strâns de $\beta_{c.c.}$, deci configurația cu baza polarizată din V_{CC} este foarte instabilă. În consecință, această schemă nu se utilizează, de obicei, dacă se dorește o funcționare liniară. Poate fi însă adoptată pentru lucrul în comutație.

Exercițiu complementar Dacă, pentru circuitul din fig. 5-10, $\beta_{c.c.}$ are valoarea 50 la 0°C și 125 la 100°C, determinați variația procentuală a valorilor caracteristice PSF în gama de temperaturi dată.

Alți factori care influențează circuitul cu baza polarizată din V_{CC}

Pe lângă faptul că variațiile parametrului $\beta_{c.c.}$ îl influențează puternic, PSF mai poate fi afectat și de variațiile V_{BE} și I_{CBO}. Tensiunea bază-emitor, V_{BE}, scade la creșterea temperaturii. După cum se observă din expresia I_B, scăderea V_{BE} produce mărirea I_B.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Influența variației V_{BE} este neglijabilă dacă $V_{CC} >> V_{BE}$ (V_{CC} trebuie să fie de cel puțin 10 ori mai mare decât V_{BE}).

Curentul rezidual invers, I_{CBO}, are ca efect descreșterea curentului total de bază, prin aceasta conducând la creșterea tensiunii în bază, deoarece produce o cădere de tensiune pe R_B care, datorită polarității, se adună la tensiunea de polarizare a bazei. La tranzistoarele de ultimă generație, I_{CBO} este, în mod obișnuit, mai mic de 100 nA, iar efectul său asupra tensiunilor de polarizare este neglijabil dacă $V_{BB} >> I_{CBO}R_B$.

SECȚIUNEA 5-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este avantajul circuitului cu baza polarizată din V_{CC} față de cel care utilizează două surse de tensiune separate?
2. Care este principalul dezavantaj al metodei de polarizare a bazei de la V_{CC}?
3. Explicați din ce cauză, la polarizarea bazei din V_{CC}, PSF variază cu temperatura.

5-3 POLARIZAREA EMITORULUI DIN SURSĂ DE TENSIUNE SEPARATĂ

Deși această configurație necesită două surse de tensiune continuă separate, una pozitivă și alta negativă, veți vedea că prezintă un avantaj important.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați un circuit cu emitorul polarizat din sursă separată

- Să comentați influența parametrilor $\beta_{c.c.}$ și V_{BE} asupra PSF
- Să explicați cum puteți să minimizați – practic, să eliminați – influența parametrilor $\beta_{c.c.}$ și V_{BE} asupra stabilității PSF
- Să prezentați circuitul de polarizare din sursă separată a emitorului în cazul unui tranzistor *pnp*

Circuitul cu emitorul polarizat din sursă separată utilizează atât o tensiune de alimentare pozitivă, cât și una negativă, ca în fig. 5-11. În acest circuit, tensiunea de alimentare V_{EE} polarizează direct joncțiunea bază-emitor. Legea a II-a a lui Kirchhoff aplicată pe ochiul ce conține joncțiunea bază-emitor a circuitului din fig. 5-11(a), circuit care apare într-o altă formă în fig. 5-11(b), în scopul facilitării analizei, conduce la ecuația următoare:

$$V_{EE} + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E = 0$$

Explicitând V_{EE}:

$$I_B R_B + I_E R_E + V_{BE} = -V_{EE}$$

Întrucât $I_C \cong I_E$ și $I_C = \beta_{c.c.} I_B$,

$$I_B \cong \frac{I_E}{\beta_{c.c.}}$$

Substituind I_B:

$$\left(\frac{I_E}{\beta_{c.c.}}\right) R_B + I_E R_E + V_{BE} = -V_{EE}$$

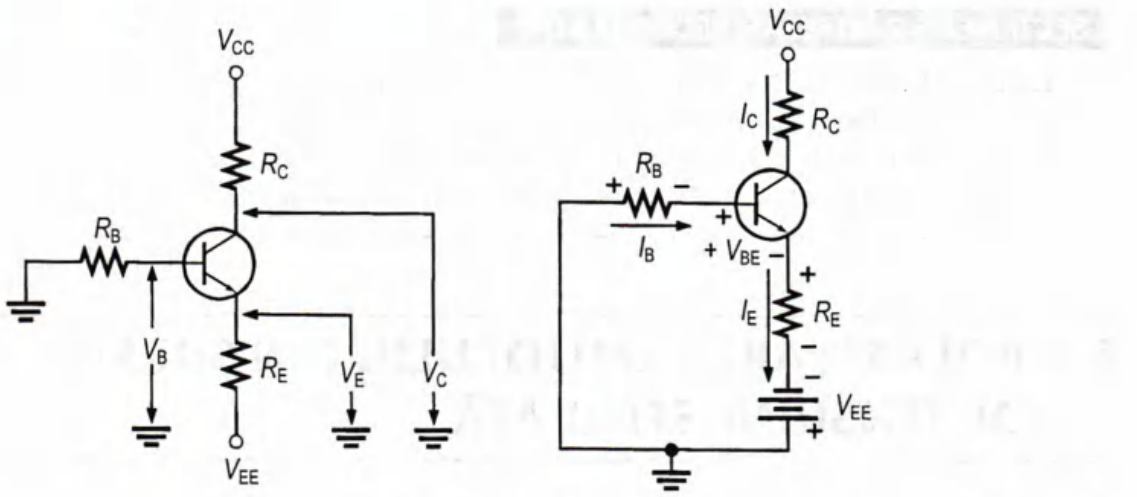


FIGURA 5-11

Tranzistor npn cu emitorul polarizat din sursă separată. Pentru tranzistoarele pnp, polaritățile se inversează. Tensiunile ai căror indici sunt formați dintr-o singură literă reprezintă potențiale față de masă.

Scoatem I_E factor comun:

$$I_E\left(\frac{R_B}{\beta_{c.c.}}+R_E\right)+V_{BE}=-V_{EE}$$

Trecem V_{BE} în membrul drept și explicităm I_E:

$$I_E=\frac{-V_{EE}-V_{BE}}{R_E+R_B/\beta_{c.c.}} \tag{5-4}$$

Întrucât $I_C \cong I_E$:

$$I_C\cong\frac{-V_{EE}-V_{BE}}{R_E+R_B/\beta_{c.c.}} \tag{5-5}$$

Potențialele față de masă au indici formați dintr-o singură literă. Potențialul emitorului față de masă este:

$$V_E=V_{EE}+I_ER_E \tag{5-6}$$

Potențialul bazei față de masă este:

$$V_B=V_E+V_{BE} \tag{5-7}$$

Potențialul colectorului față de masă este:

$$V_C=V_{CC}-I_CR_C \tag{5-8}$$

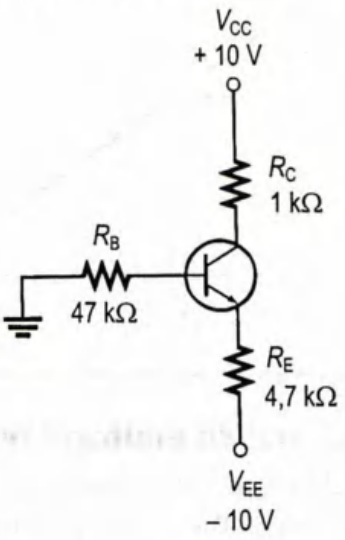
Făcând diferența dintre V_C și V_E și considerând aproximația $I_C \cong I_E$, obținem:

$$V_{CE}=V_{CC}-I_CR_C-(V_{EE}+I_ER_E)\cong V_{CC}-V_{EE}-I_C(R_C+R_E)$$

EXEMPLUL 5-3

Aflați I_E, I_C și V_{CE} pentru circuitul din fig. 5-12 dacă $\beta_{c.c.} = 100$ și $V_{BE} = 0{,}7$ V. Trasați dreapta de sarcină în c.c. și notați pe ea PSF.

FIGURA 5-12



Rezolvare

$$I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BB}}{R_E + R_B/\beta_{c.c.}} = \frac{-(-10\,\text{V}) - 0{,}7\,\text{V}}{4{,}7\,\text{k}\Omega + 47\,\text{k}\Omega/100} = \frac{9{,}3\,\text{V}}{5{,}17\,\text{k}\Omega} = \mathbf{1{,}80\,mA}$$

$$I_C \cong I_E = \mathbf{1{,}80\,mA}$$

$$V_{CE} \cong V_{CC} - V_{EE} - I_C(R_C + R_E) = 10\,\text{V} - (-10\,\text{V}) - 1{,}80\,\text{mA}(5{,}7\,\text{k}\Omega) = \mathbf{9{,}74\,V}$$

I_C și V_{CE} sunt valorile de PSF pentru circuitul din fig. 5-12. Dreapta de sarcină în c.c. este cea din fig. 5-13. Curentul de colector la saturație se determină cu aproximație astfel:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{R_C + R_E} = \frac{10\,\text{V} - (-10\,\text{V})}{5{,}7\,\text{k}\Omega} = \frac{20\,\text{V}}{5{,}7\,\text{k}\Omega} = 3{,}51\,\text{mA}$$

Tensiunea colector-emitor în blocare este:

$$V_{CE(blocare)} = V_{CC} - V_{EE} = 10\,\text{V} - (-10\,\text{V}) = 20\,\text{V}$$

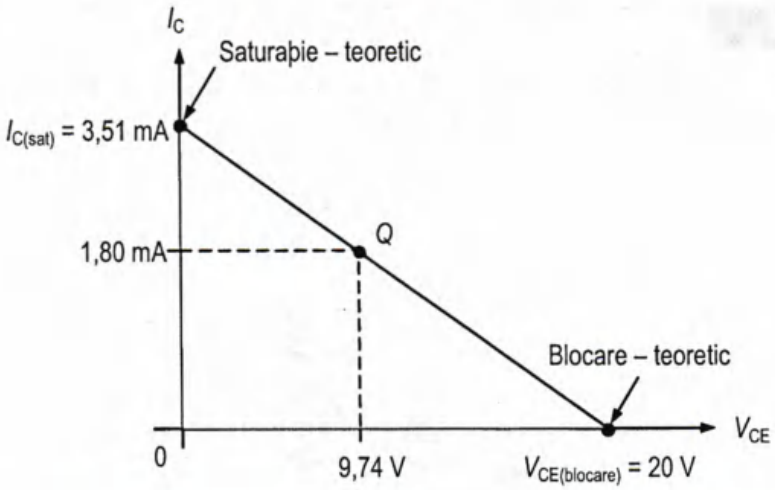
Dreapta de sarcină în c.c., din fig. 5-13, arată că I_C poate crește teoretic cu

$$\Delta I_{C(max)} = I_{C(sat)} - I_C = 3{,}51\,\text{mA} - 1{,}80\,\text{mA} = 1{,}71\,\text{mA}$$

înainte de a ajunge la saturație. I_C poate scădea cu 1,80 mA înainte de a se ajunge la blocare. După cum se observă, acest circuit este polarizat astfel încât PSF se află puțin mai aproape de regiunea de saturație decât de cea de blocare.

Exercițiu complementar Aflați I_E, I_C și V_{CE} pentru circuitul din fig. 5-12 dacă elementele acestuia au următoarele valori: $R_B = 100$ kΩ, $R_C = 680$ Ω, $R_E = 3{,}3$ kΩ, $V_{CC} = +15$ V și $V_{EE} = -15$ V. Se consideră $\beta_{c.c.} = 150$.

FIGURA 5-13



Stabilitatea PSF al circuitului cu emitorul polarizat din sursă separată

Expresia matematică a I_E arată că acesta depinde de V_{BE} și $\beta_{c.c.}$ în cazul circuitului cu emitorul polarizat din sursă separată, ambii fiind parametri ce variază cu temperatura și curentul.

$$I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / \beta_{c.c.}}$$

Dacă $R_E \gg R_B/\beta_{c.c.}$, termenul $R_B/\beta_{c.c.}$ poate fi neglijat și ecuația devine:

$$I_E \cong \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

Aceasta înseamnă că I_E este practic independent de $\beta_{c.c.}$.

Mai putem face o aproximație: dacă $V_{EE} \gg V_{BE}$, termenul V_{BE} poate fi neglijat.

$$I_E \cong \frac{V_{EE}}{R_E}$$

Aceasta înseamnă că I_E este practic independent și de V_{BE}.

Dacă I_E este independent de V_{BE} și $\beta_{c.c.}$, PSF nu va fi afectat de variațiile acestor parametri. Prin urmare, un circuit cu emitorul polarizat din sursă separată, proiectat corect, poate asigura un PSF stabil.

EXEMPLUL 5-4

Determinați variația PSF al circuitului din fig. 5-14 dacă, în urma unei variații de temperatură, $\beta_{c.c.}$ crește de la 85 la 100 și V_{BE} scade de la 0,7 V la 0,6 V.

Rezolvare

Pentru $\beta_{c.c.} = 85$ și $V_{BE} = 0{,}7$ V:

$$I_C \cong I_E \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / \beta_{c.c.}} = \frac{-(-20\,\text{V}) - 0{,}7\,\text{V}}{10\,\text{k}\Omega + 100\,\text{k}\Omega / 85} = 1{,}73\,\text{mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 20\,\text{V} - (1{,}73\,\text{mA})(4{,}7\,\text{k}\Omega) = 11{,}9\,\text{V}$$

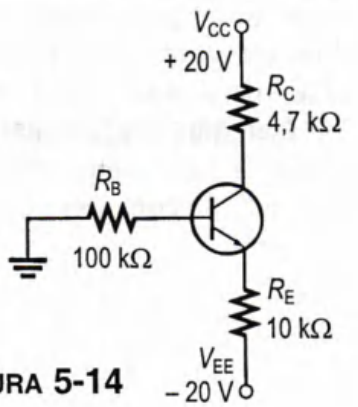


FIGURA 5-14

$$V_E = V_{EE} + I_E R_E = -20\text{ V} + (1{,}73\text{ mA})(10\text{ k}\Omega) = -2{,}7\text{ V}$$

Deci:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 11{,}9\text{ V} - (-2{,}7\text{ V}) = 14{,}6\text{ V}$$

Pentru $\beta_{c.c.} = 100$ și $V_{BE} = 0{,}6$ V:

$$I_C \cong I_E \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{c.c.}} = \frac{-(-20\text{ V}) - 0{,}6\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega/100} = 1{,}85\text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 20\text{ V} - (1{,}85\text{ mA})(4{,}7\text{ k}\Omega) = 11{,}3\text{ V}$$

$$V_E = V_{EE} + I_E R_E = -20\text{ V} + (1{,}85\text{ mA})(10\text{ k}\Omega) = -1{,}5\text{ V}$$

Deci:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 11{,}3\text{ V} - (-1{,}5\text{ V}) = 12{,}8\text{ V}$$

Variația procentuală a I_C pentru o variație a parametrului $\beta_{c.c.}$ de la 85 la 100 este:

$$\Delta I_C = \frac{1{,}85\text{ mA} - 1{,}73\text{ mA}}{1{,}73\text{ mA}} \times 100\% = \mathbf{6{,}94\%}$$

Variația procentuală a V_{CE} este:

$$\Delta V_{CE} = \frac{12{,}8\text{ V} - 14{,}6\text{ V}}{12{,}8\text{ V}} \times 100\% = \mathbf{14{,}0\%}$$

Exercițiu complementar Determinați variația PSF al circuitului din fig. 5-14 dacă, în urma unei variații de temperatură, $\beta_{c.c.}$ crește de la 65 la 75 și V_{BE} scade de la 0,75 V la 0,59 V. Tensiunile surselor sunt de ±10 V.

Tranzistorul *pnp* cu emitorul polarizat din sursă separată

Figura 5-15 prezintă un tranzistor *pnp* cu emitorul polarizat din sursă separată. Deosebirea esențială față de circuitul unui tranzistor *npn* constă în faptul că polaritățile tensiunilor de alimentare sunt inversate. Modul de funcționare și analiza sunt, în principiu, similare, după cum ilustrează și exemplul 5-5.

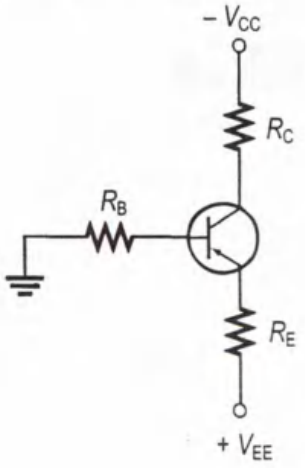
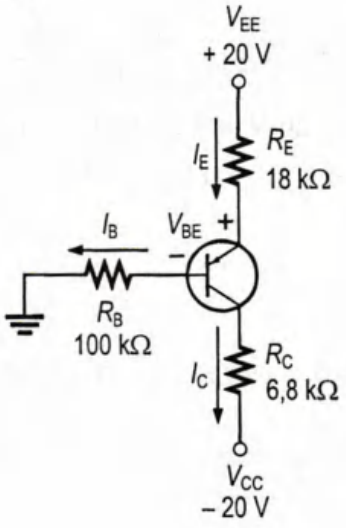


FIGURA 5-15

EXEMPLUL 5-5

Determinați V_C, V_E și V_{CE} pentru circuitul din fig. 5-16. Se consideră $\beta_{c.c.} = 100$ și $V_{BE} = 0{,}7$ V. Remarcați că, în această schemă, tranzistorul este reprezentat cu emitorul și tensiunea de alimentare, pozitivă, a acestuia în partea de sus și cu colectorul și sursa lui negativă de alimentare către partea de jos.

FIGURA 5-16



Rezolvare

$$I_C \cong I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{c.c.}} = \frac{-20\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{18\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega/100} = -1{,}09\text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = -20\text{ V} - (-1{,}09\text{ mA})(6{,}8\text{ k}\Omega) = \mathbf{-12{,}6\text{ V}}$$

$$V_E = V_{EE} - I_E R_E = 20\text{ V} + (-1{,}09\text{ mA})(18\text{ k}\Omega) = \mathbf{0{,}38\text{ V}}$$

Deci:

$$V_{CE} = V_C - V_E = -12{,}6\text{ V} - 0{,}38\text{ V} = \mathbf{-12{,}98\text{ V}}$$

Exercițiu complementar Dacă R_C crește, potențialul V_C devine mai negativ sau mai puțin negativ? Creșterea R_C este de natură să modifice semnificativ curentul de colector? Calculați tensiunea din colector dacă $R_C = 8{,}2$ kΩ.

SECȚIUNEA 5-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Din ce cauză circuitul cu emitorul polarizat din sursă separată este mai stabil decât cel cu baza polarizată de la V_{CC}?
2. Care sunt expresiile aproximative ale V_B și V_E pentru un tranzistor *npn* cu emitorul polarizat din sursă separată? Dar pentru un tranzistor *pnp*?
3. Care este principalul dezavantaj al polarizării emitorului din sursă separată?
4. Tensiunile de alimentare ale unui tranzistor *pnp* cu emitorul polarizat din sursă separată sunt de ±15 V. Dacă R_E este de 10 kΩ, care este valoarea curentului de emitor?

5-4 POLARIZAREA CU DIVIZOR REZISTIV

În continuare vom studia o metodă de polarizare a unui tranzistor în vederea funcționării liniare folosind un divizor de tensiune rezistiv, alimentat de la o singură sursă. Aceasta este configurația de circuit de polarizare cea mai utilizată, din considerentele ce vor fi expuse în această secțiune.

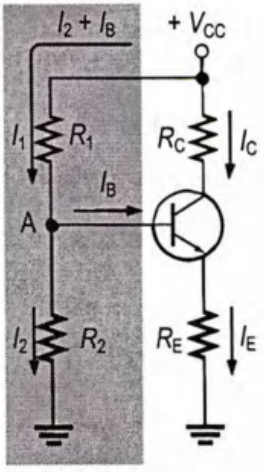
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați un circuit de polarizare cu divizor rezistiv

- Să explicați efectul rezistenței de intrare asupra circuitului de polarizare
- Să comentați stabilitatea divizorului de tensiune rezistiv
- Să explicați cum pot fi minimizate, practic eliminate, consecințele variației parametrilor $\beta_{c.c.}$ și V_{BE} asupra stabilității PSF
- Să prezentați modul de polarizare al unui tranzistor *pnp* prin divizor de tensiune rezistiv

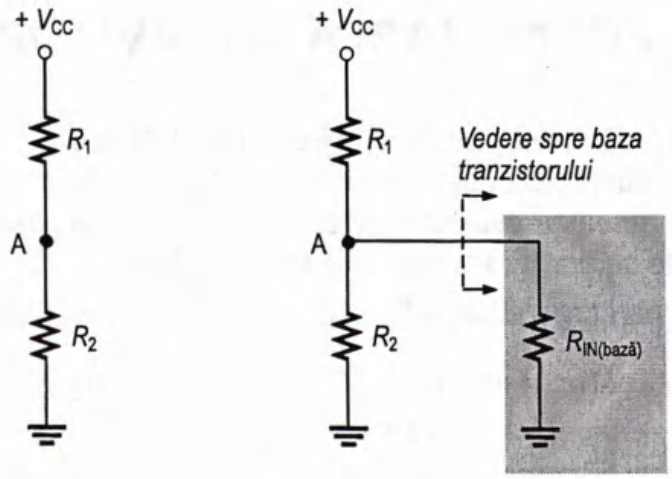
Tensiunea continuă de polarizare a bazei se obține prin intermediul unui divizor rezistiv de tensiune format din R_1 și R_2, ca în fig. 5-17. Din punctul *A*, circuitul curentului se poate închide către masă pe două căi: prin R_2 și prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului.

FIGURA 5-17
Polarizarea prin divizor de tensiune



În cazul în care curentul de bază este mult mai mic decât curentul prin R_2, circuitul de polarizare poate fi considerat ca un divizor de tensiune format din R_1 și R_2, ca în fig. 5-18(a). Dacă I_B *nu* este suficient de mic în comparație cu I_2 încât să poată fi neglijat, trebuie luată în calcul și rezistența de intrare în c.c., $R_{IN(bază)}$, care se vede între baza tranzistorului și masă. $R_{IN(bază)}$ este legată în paralel cu R_2, ca în fig. 5-18(b).

FIGURA 5-18
Schema simplificată a divizorului de tensiune.



(a) Fără sarcină (b) Cu sarcină

Rezistența de intrare în bază

Pentru a găsi expresia matematică a rezistenței de intrare în c.c. din baza tranzistorului vom utiliza schema din fig. 5-19. V_{IN} se aplică între bază și masă, iar I_{IN} este curentul din circuitul exterior al bazei, cum se observă.

Din legea lui Ohm:

$$R_{IN(bază)} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}}$$

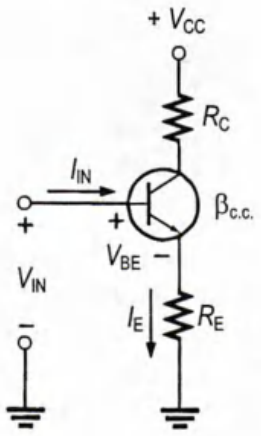
Din legea a II-a a lui Kirchhoff aplicată pe ochiul bază-emitor rezultă:

$$V_{IN} = V_{BE} + I_E R_E$$

În ipoteza $V_{BE} << I_E R_E$, ecuația se reduce la:

$$V_{IN} \cong I_E R_E$$

FIGURA 5-19
Rezistența de intrare în c.c. este V_{IN}/I_{IN}.



Apoi, întrucât $I_E \cong I_C = \beta_{c.c.} I_B$,

$$V_{IN} \cong \beta_{c.c.} I_B R_E$$

Curentul de intrare este curentul din circuitul bazei:

$$I_{IN} = I_B$$

Substituind:

$$R_{IN(bază)} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} \cong \frac{\beta_{c.c.} I_B R_E}{I_B}$$

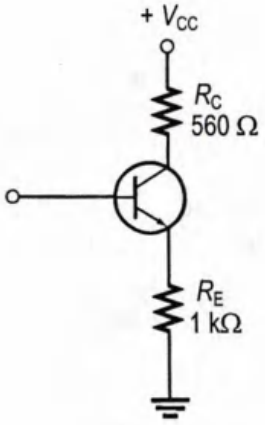
Prin simplificare cu I_B se obține:

$$R_{IN(bază)} \cong \beta_{c.c.} R_E \tag{5-9}$$

EXEMPLUL 5-6

Determinați rezistența de intrare în c.c. privind către baza tranzistorului din fig. 5-20. $\beta_{c.c.} = 125$.

FIGURA 5-20



Rezolvare

$$R_{IN(bază)} \cong \beta_{c.c.} R_E = (125)(1\ \text{k}\Omega) = \mathbf{125\ k\Omega}$$

Exercițiu complementar Cât este $R_{IN(bază)}$ dacă $\beta_{c.c.} = 60$ și $R_E = 910\ \Omega$, în fig. 5-20?

Analiza circuitului de polarizare cu divizor de tensiune

În fig. 5-21(a) este reprezentat un tranzistor *npn* polarizat prin divizor de tensiune. Să începem prin a determina tensiunea din bază cu formula divizorului de tensiune, astfel:

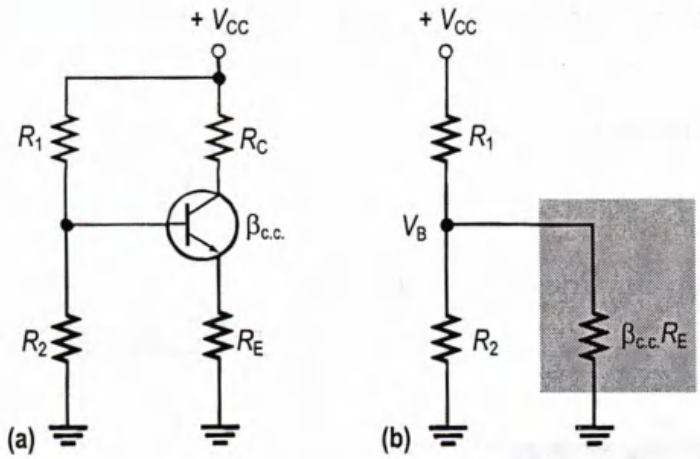
$$R_{IN(bază)} \cong \beta_{c.c.} R_E$$

Rezistența totală dintre bază și masă este:

$$R_2 \| \beta_{c.c.} R_E$$

Divizorul de tensiune este format din R_1 și din rezistența dintre bază și masă ($\beta_{c.c.} R_E$) paralel cu R_2, ca în fig. 5-21(b). Aplicând formula divizorului de tensiune, obținem:

FIGURA 5-21
Tranzistor npn polarizat cu divizor de tensiune.



$$V_B = \left(\frac{R_2 \,||\, \beta_{c.c.} R_E}{R_1 + (R_2 \,||\, \beta_{c.c.} R_E)} \right) V_{CC}$$

Dacă $\beta_{c.c.}R_E >> R_2$, formula devine:

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} \tag{5-10}$$

Cunoscând tensiunea din bază, se poate determina tensiunea din emitor, care este egală cu diferența dintre V_B și căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor (V_{BE}):

$$V_E = V_B - V_{BE} \tag{5-11}$$

Curentul de emitor se află din legea lui Ohm:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \tag{5-12}$$

Cunoscând I_E, se pot afla valorile tuturor celorlalte mărimi din circuit.

$$I_C \cong I_E \tag{5-13}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{5-14}$$

Din V_C și V_E se află V_{CE}:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

De asemenea, se poate exprima V_{CE} în funcție de I_C cu ajutorul legii a doua a lui Kirchhoff, astfel:

$$V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E - V_{CE} = 0$$

Întrucât $I_C \cong I_E$,

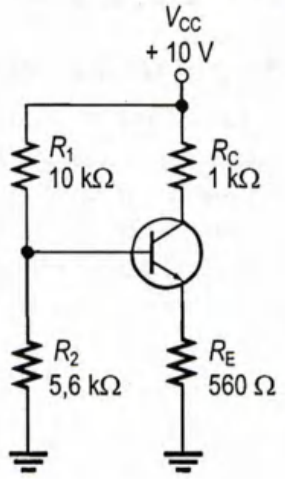
$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E$$

$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \tag{5-15}$$

EXEMPLUL 5-7

Determinați V_{CE} și I_C pentru circuitul din fig. 5-22 considerând $\beta_{c.c.} = 100$.

FIGURA 5-22



Rezolvare

În primul rând determinăm rezistența în c.c. de intrare în bază, pentru a decide dacă o putem neglija.

$$R_{IN(bază)} \cong \beta_{c.c.} R_E = (100)(560\ \Omega) = 56\ k\Omega$$

Știm că dacă două rezistoare sunt legate în paralel și valoarea unuia este de cel puțin zece ori mai mică decât a celuilalt, atunci rezistența lor totală este aproximativ egală cu valoarea mai mică. În unele cazuri însă, această aproximare nu conferă o precizie satisfăcătoare.

În cazul nostru, $R_{IN(bază)} = 10\ R_2$, deci $R_{IN(bază)}$ se poate neglija. În exercițiul complementar propus în continuare veți relua acest exemplu ținând cont în calcule de $R_{IN(bază)}$ și veți compara rezultatele. Continuăm analiza cu determinarea tensiunii din bază.

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{5,6\ k\Omega}{15,6\ k\Omega}\right) 10\ V = 3,59\ V$$

Deci:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3,59\ V - 0,7\ V = 2,89\ V$$

și:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2,89\ V}{560\ \Omega} = 5,16\ mA$$

Prin urmare:

$$I_C \cong \mathbf{5,16\ mA}$$

și:

$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 10\ V - 5,16\ mA\,(1,56\ k\Omega) = \mathbf{1,95\ V}$$

Întrucât $V_{CE} > 0$ V (sau mai mare de câteva zecimi de volt), știți că tranzistorul *nu* este în saturație.

Exercițiu complementar Reluați acest exemplu ținând cont în calcule de $R_{IN(bază)}$ și comparați rezultatele.

Stabilitatea circuitului de polarizare cu divizor de tensiune

Circuitul de polarizare a unui tranzistor prin divizor de tensiune mai poate fi analizat utilizând teorema lui Thévenin. Vom folosi această metodă pentru a evalua stabilitatea circuitului. În primul rând vom desena circuitul bază-emitor echivalent pentru figura 5-21, conform teoremei lui Thévenin. Privit dinspre terminalul bazei, circuitul de polarizare poate fi redesenat ca în fig. 5-23(a). Aplicând teorema lui Thévenin circuitului din stânga punctului A, cu V_{CC} scurtcircuitată la masă și tranzistorul îndepărtat din circuit, obținem:

$$R_{ech} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

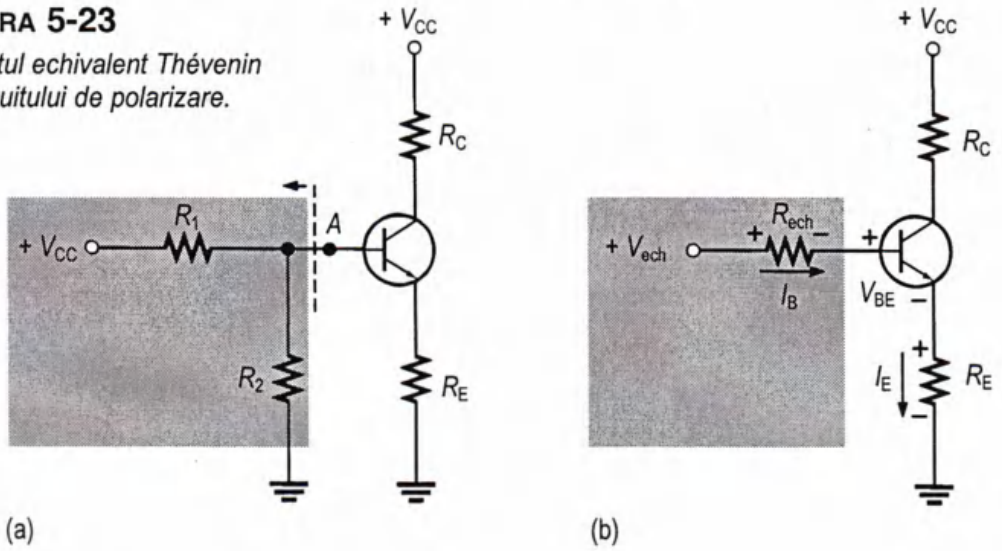
iar tensiunea dintre punctul A și masă este:

$$V_{ech} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC}$$

Circuitul echivalent Thévenin al circuitului de polarizare din baza tranzistorului este cel din zona hașurată a fig. 5-23(b). Din legea a II-a a lui Kirchhoff aplicată pe ochiul bază-emitor al circuitului echivalent rezultă:

$$V_{ech} = I_B R_{ech} + V_{BE} + I_E R_E$$

FIGURA 5-23
Circuitul echivalent Thévenin al circuitului de polarizare.



Substituim I_B cu $I_E/\beta_{c.c.}$:

$$V_{ech} = I_E (R_E + R_{ech} / \beta_{c.c.}) + V_{BE}$$

și explicităm I_E:

$$I_E = \frac{V_{ech} - V_{BE}}{R_E + R_{ech} / \beta_{c.c.}}$$

Dacă $R_E >> R_{ech}/\beta_{c.c.}$, atunci:

$$I_E \cong \frac{V_{ech} - V_{BE}}{R_E}$$

Ultima ecuație arată că I_E este practic independent de $\beta_{c.c.}$ (remarcați că $\beta_{c.c.}$ nu apare în ecuație) în condițiile impuse. În practică, aceste condiții pot fi îndeplinite prin alegerea pentru R_E a unei valori de cel puțin zece ori mai mare decât raportul dintre rezistența echivalentă (R_{ech}) a rezistoarelor în paralel ce formează divizorul de tensiune și $\beta_{c.c.}$ minim. Polarizarea prin divizor de tensiune este folosită pe scară largă deoarece *asigură o stabilitate satisfăcătoare utilizând o singură sursă de tensiune.*

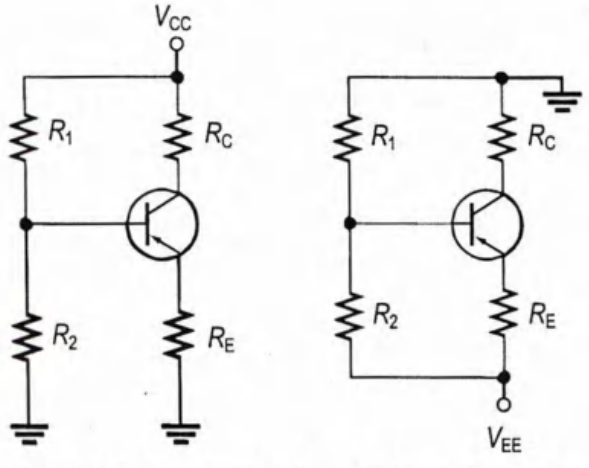
Circuit de polarizare cu divizor de tensiune pentru tranzistoare *pnp*

După cum știți, circuitele de polarizare pentru tranzistoarele *pnp* trebuie să aibă polaritățile opuse față de cele aferente tranzistoarelor *npn*. Aceasta se poate realiza prin utilizarea unei surse de tensiune negativă conectată la colector, ca în fig. 5-24(a), sau a unei surse de tensiune pozitivă conectată la emitor, ca în fig. 5-24(b). În schemele electrice, tranzistoarele *pnp* sunt reprezentate adesea cu emitorul în partea de sus pentru ca traseul de alimentare să fie reprezentat integral în partea superioară a schemei, iar traseul de masă – în partea inferioară, ca în fig. 5-25. Metoda de analiză este, în principiu, aceeași ca și pentru tranzistoarele *npn*, așa cum vom demonstra în continuare pe baza schemei din fig. 5-25. Tensiunea din bază se determină cu formula divizorului de tensiune.

$$V_B = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2 \| \beta_{c.c.} R_E} \right)$$

și:

$$V_E = V_B + V_{BE}$$



(a) Sursă de tensiune negativă în colector (b) Sursă de tensiune pozitivă în emitor

FIGURA 5-24

Tranzistor pnp polarizat prin divizor de tensiune.

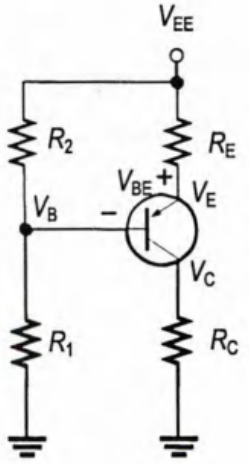


FIGURA 5-25

Din legea lui Ohm:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_E}{R_E}$$

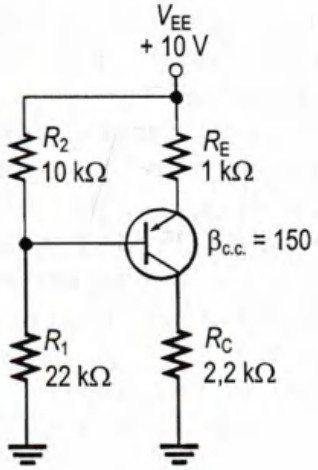
și:

$$V_C = I_C R_C$$
$$V_{EC} = V_E - V_C$$

EXEMPLUL 5-8

Aflați I_C și V_{EC} pentru circuitul din fig. 5-26.

FIGURA 5-26



Rezolvare

În primul rând trebuie să verificăm dacă putem neglija $R_{IN(bază)}$.

$$R_{IN(bază)} = \beta_{c.c.} R_E = (150)(1\ k\Omega) = 150\ k\Omega$$

Întrucât 150 kΩ este mai mare decât de zece ori R_2, condiția $\beta_{c.c.} R_E >> R_2$ este îndeplinită, deci $R_{IN(bază)}$ poate fi neglijată. În continuare calculăm V_B.

$$V_B \cong \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) V_{EE} = \left(\frac{22\ k\Omega}{32\ k\Omega}\right) 10\ V = 6,88\ V$$

Apoi:

$$V_E = V_B + V_{BE} = 6,88\ V + 0,7\ V = 7,58\ V$$

și:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_E}{R_E} = \frac{10\,V - 7,58\,V}{1\,k\Omega} = 2,42\ mA$$

Cunoscând I_E, putem afla I_C și V_{CE} astfel:

$$I_C \cong I_E = \mathbf{2,42\ mA}$$

și:

$$V_C = I_C R_C = (2,42\ mA)(2,2\ k\Omega) = 5,32\ V$$

Prin urmare:

$$V_{EC} = V_E - V_C = 7,58\ \text{V} - 5,32\ \text{V} = \mathbf{2,26\ V}$$

Exercițiu complementar Aflați I_C și V_{EC} pentru circuitul din fig. 5-26 ținând cont de $R_{IN(bază)}$.

EXEMPLUL 5-9

Aflați I_C și V_{CE} pentru circuitul din fig. 5-24(a) cunoscând valorile: R_1 = 68 kΩ, R_2 = = 47 kΩ, R_C = 1,8 kΩ, R_E = 2,2 kΩ, V_{CC} = –6 V și $\beta_{c.c}$ = 75.

Rezolvare

$$R_{IN(bază)} = \beta_{c.c} R_E = 75(2,2\ \text{k}\Omega) = 165\ \text{k}\Omega$$

Deoarece $R_{IN(bază)}$ nu este de zece ori mai mare decât R_2, trebuie să o luăm în considerație. Tensiunea din bază se determină astfel:

$$V_B = \left(\frac{R_2 \| R_{IN(bază)}}{R_1 + R_2 \| R_{IN(bază)}}\right)(V_{CC}) = \left(\frac{47\,\text{k}\Omega \| 165\,\text{k}\Omega}{68\,\text{k}\Omega + 47\,\text{k}\Omega \| 165\,\text{k}\Omega}\right)(-6\,\text{V})$$

$$= \left(\frac{36,6\,\text{k}\Omega}{68\,\text{k}\Omega + 36,6\,\text{k}\Omega}\right)(-6\,\text{V}) = -2,1\,\text{V}$$

Apoi se calculează tensiunea și curentul din emitor.

$$V_E = V_B + V_{BE} = -2,1\ \text{V} + 0,7\ \text{V} = -1,4\ \text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{-1,4\ \text{V}}{2,2\ \text{k}\Omega} = -636\ \mu\text{A}$$

Cunoscând I_E, se află I_C și V_{CE} astfel:

$$I_C \cong I_E = \mathbf{-636\,\mu A}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = -6\,\text{V} - (636\,\mu\text{A})(1,8\,\text{k}\Omega) = -4,86\,\text{V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = -4,86\,\text{V} - (-1,4\,\text{V}) = \mathbf{-3,46\,V}$$

Exercițiu complementar Ce valoare $\beta_{c.c}$ ar fi necesară în acest exemplu pentru a putea neglija $R_{IN(bază)}$, conform raportului de 1/10?

SECȚIUNEA 5-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Dacă tensiunea din baza unui tranzistor este de 5 V și curentul de bază este de 5 μA, care este rezistența de c.c. de intrare în bază?
2. Dacă un tranzistor are $\beta_{c.c.}$ de 190 și rezistența sa din emitor este de 1 kΩ, care este rezistența de c.c. de intrare în bază?
3. Ce tensiune de polarizare ajunge pe baza unui tranzistor dacă ambele rezistoare ale divizorului de tensiune au aceeași valoare și V_{CC} = +10 V? Se consideră că rezistența de intrare în bază este suficient de mare pentru a putea fi neglijată.
4. Care sunt cele două avantaje ale polarizării prin divizor de tensiune?

5-5 POLARIZAREA CU REACȚIE ÎN COLECTOR

Un alt tip de configurație a circuitelor de polarizare este cea cu reacție în colector. Modul de conectare a elementelor acestui circuit asigură o reacție negativă care conferă PSF o relativă stabilitate prin diminuarea efectelor variației parametrului $\beta_{c.c.}$. În ceea ce privește componentele folosite, sunt tot cele uzuale.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați circuitul de polarizare cu reacție în colector

- ▶ Să prezentați efectul reacției negative
- ▶ Să explicați modul în care reacția din colector menține relativ stabilitatea PSF cu temperatura

În fig. 5-27, rezistorul R_B este conectat la colector, în loc să se lege direct la V_{CC}, ca în prima configurație prezentată. Tensiunea din colector asigură polarizarea joncțiunii bază-emitor. **Reacția** negativă asigură o tendință de „compensare" prin care se menține stabilitatea PSF. Dacă I_C tinde să crească, atunci căderea de tensiune pe R_C crește, ducând la scăderea V_C. Dacă V_C scade, scade și căderea de tensiune pe R_B, ceea ce duce la micșorarea I_B. Scăderea I_B are ca efect scăderea I_C, care, la rândul ei, duce la micșorarea căderii de tensiune pe R_C, compensând astfel scăderea V_C.

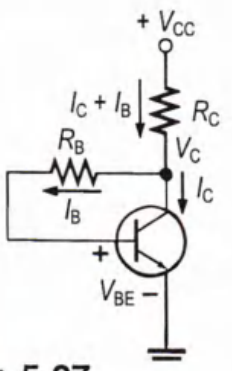


FIGURA 5-27
Polarizarea cu reacție în colector.

Analiza circuitului de polarizare cu reacție în colector

Din legea lui Ohm, curentul de bază poate fi exprimat astfel:

$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B} \tag{5-16}$$

Să presupunem că $I_C >> I_B$. Tensiunea din colector este:

$$V_C \cong V_{CC} - I_C R_C$$

De asemenea:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{c.c.}}$$

Substituind I_B și V_C în ecuația (5-16) obținem:

$$\frac{I_C}{\beta_{c.c.}} = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_B}$$

Rearanjăm ecuația astfel:

$$\frac{I_C R_B}{\beta_{c.c.}} + I_C R_C = V_{CC} - V_{BE}$$

De aici poate fi explicitat I_C astfel:

$$I_C (R_C + R_B / \beta_{c.c.}) = V_{CC} - V_{BE}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta_{c.c.}} \quad (5\text{-}17)$$

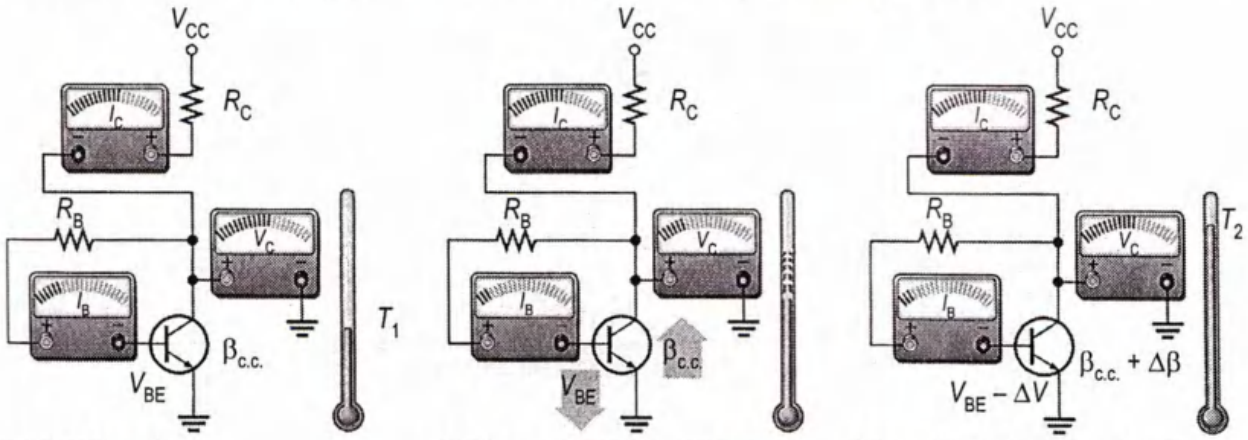
Întrucât emitorul este conectat la masă, $V_{CE} = V_C$.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (5\text{-}18)$$

Stabilitatea la variațiile de temperatură

Din ecuația (5-17) rezultă că, într-o oarecare măsură, curentul de colector depinde de $\beta_{c.c.}$ și de V_{BE}. Această dependență poate fi diminuată prin alegerea unor valori $R_C >> R_B/\beta_{c.c.}$ și $V_{CC} >> V_{BE}$. O caracteristică importantă a polarizării cu reacție în colector este aceea că elimină, practic, dependența curentului de colector de $\beta_{c.c.}$ și V_{BE}, chiar dacă nu sunt îndeplinite condițiile menționate mai sus.

După cum știți, $\beta_{c.c.}$ variază în același sens cu temperatura, iar V_{BE} variază în sens invers. Priviți figura 5-28. Circuitul inițial, din imaginea (a), este caracterizat de valorile I_B, I_C și V_C. În fig. (b), ca urmare a creșterii temperaturii, $\beta_{c.c.}$ a crescut și V_{BE} s-a micșorat. Creșterea $\beta_{c.c.}$ produce creșterea valorii I_C. Scăderea V_{BE} are drept consecință mărirea I_B, care, la rândul ei, produce o creștere a I_C. Tendința de creștere a I_C are drept urmare o tendință de creștere a căderii de tensiune pe R_C. Aceasta acționează în sensul micșorării tensiunii din colector și, în consecință, și a căderii de tensiune pe R_B, ducând la reducerea I_B, ceea ce compensează tendințele de creștere a I_C și de scădere a V_C. Astfel, circuitul cu reacție în colector menține un PSF stabil, cum se observă în fig. 5-28(c).



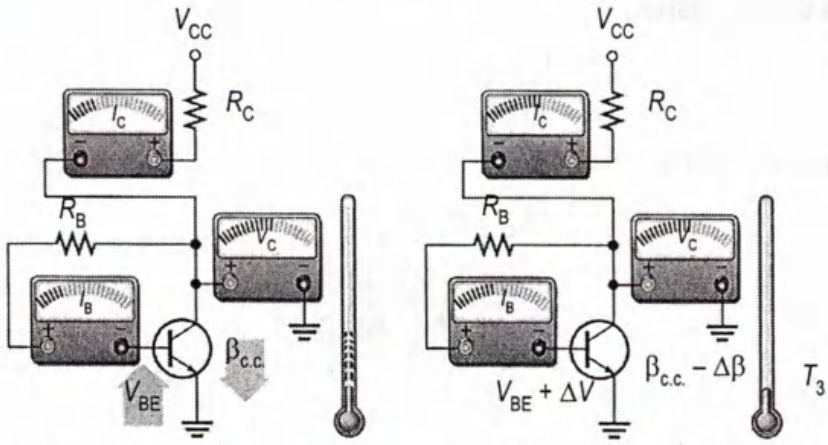
(a) Stabilizare la temperatura inițială T_1

(b) Răspunsul inițial la creșterea temperaturii

(c) Stabilizare la temperatura T_2, mai mare

FIGURA 5-28

Ilustrarea modului de stabilizare la variațiile de temperatură a valorilor PSF cu circuit cu reacție în colector.



(d) Răspunsul inițial la scăderea temperaturii

(e) Stabilizare la temperatura T_3, mai mică

FIGURA 5-28

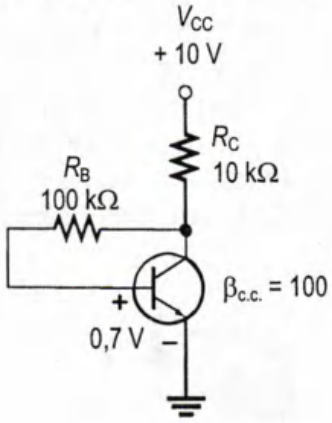
Continuare.

La scăderea temperaturii, fenomenele expuse anterior se desfășoară în celălalt sens, cum arată fig. 5-28(d) și (e).

EXEMPLUL 5-10

Calculați valorile de PSF (I_C și V_{CE}) pentru circuitul din fig. 5-29.

FIGURA 5-29



Rezolvare

Se folosește ecuația (5-17):

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta_{c.c.}} = \frac{10\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega / 100} = \mathbf{845\ \mu A}$$

Tensiunea colector-emitor este:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10\text{ V} - (845\ \mu\text{A})(10\text{ k}\Omega) = \mathbf{1{,}55\ V}$$

Exercițiu complementar Calculați valorile de PSF ale circuitului din fig. 5-29 pentru $\beta_{c.c.} = 250$.

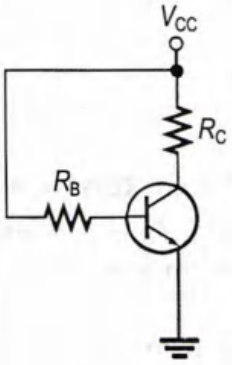
SECȚIUNEA 5-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Arătați în ce mod creșterea valorii $\beta_{c.c.}$ conduce la o scădere a curentului de bază într-un circuit cu reacție în colector.
2. Într-un circuit cu reacție în colector, $R_B = 47\ k\Omega$, $R_C = 2{,}2\ k\Omega$ și $V_{CC} = 15\ V$. Ce valoare are I_B, dacă $I_C = 5\ mA$?

Circuite de polarizare a tranzistoarelor – rezumat

Tranzistoarele din figurile de mai jos sunt *npn*. Pentru tranzistoarele *pnp* se inversează polaritatea tensiunilor de alimentare.

Polarizarea bazei din V_{CC}



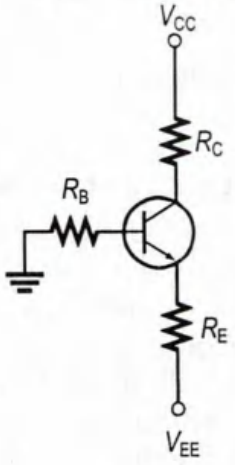
- Valorile PSF ($I_C \cong I_E$)
- Curentul de colector:

$$I_C = \beta_{c.c.}\left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\right)$$

- Tensiunea colector-emitor:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Polarizarea emitorului din sursă separată



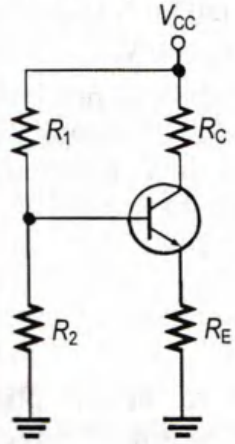
- Valorile PSF ($I_C \cong I_E$)
- Curentul de colector:

$$I_C \cong \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{c.c.}}$$

- Tensiunea colector-emitor:

$$V_{CE} \cong V_{CC} - V_{EE} - I_C(R_C + R_E)$$

Polarizarea cu divizor de tensiune



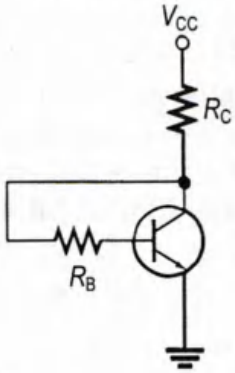
- Valorile PSF ($I_C \cong I_E$)
- Curentul de colector:

$$I_C \cong \frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)V_{CC} - V_{BE}}{R_E}$$

- Tensiunea colector-emitor:

$$V_{CE} \cong V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

Polarizarea cu reacție în colector



- Valorile PSF ($I_C \cong I_E$)
- Curentul de colector:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B/\beta_{c.c.}}$$

- Tensiunea colector-emitor:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

5-6 DEPANARE

Într-un circuit de polarizare se poate defecta fie tranzistorul, fie unul dintre rezistoare. În această secțiune vom examina câteva variante folosind pentru exemplificare polarizarea prin divizor de tensiune. Multe defecte sunt rezultatul întreruperii rezistoarelor, al întreruperilor interne ale terminalelor și joncțiunilor tranzistorului sau al străpungerii joncțiunilor. De multe ori, asemenea defecte produc aparent o stare de saturație sau de blocare a tranzistorului, dacă ne ghidăm după valoarea tensiunii din colector.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să remediați diverse defecte ale circuitelor de polarizare a tranzistoarelor

- ▶ Să identificați defectul unui circuit de polarizare interpretând valorile tensiunii măsurate
- ▶ Să analizați câteva defecte uzuale ale circuitelor de polarizare

Depanarea unui circuit cu tranzistor polarizat prin divizor de tensiune

În figura 5-30 este prezentat un exemplu de tranzistor polarizat prin divizor de tensiune. Pentru valorile de componente înscrise pe desen ar trebui să obțineți, cu aproximație, valorile de tensiune indicate, în cazul funcționării corecte a circuitului.

În cazul acestui circuit de polarizare, câteva defecte se manifestă prin apariția în colector a tensiunii V_{CC} față de masă. Cinci dintre ele sunt ilustrate în fig. 5-31(a). În fiecare caz, tensiunea colectorului față de masă este de 10 V, după cum se observă. În fig. (b) apar tensiunile din bază și emitor față de masă pentru fiecare dintre cele cinci defecte.

Defectul 1: Rezistorul R_1 întrerupt Acest defect duce la dispariția tensiunii din bază, care ajunge la potențialul masei prin R_2, iar tranzistorul intră astfel în blocare deoarece $V_B = 0$ V și $I_B = 0$ A. Tranzistorul nu conduce, deci nu există I_C și, prin urmare, nici cădere de tensiune pe R_C. Din această cauză, tensiunea din colector devine egală cu V_{CC} (10 V). Întrucât nu există curenții de bază și de colector, nu apare nici curentul de emitor și $V_E = 0$ V.

Defectul 2: Rezistorul R_E întrerupt Acest defect se manifestă prin dispariția curenților de bază, de emitor și de colector, rămânând doar I_{CBO}, de valoare foarte mică – neglijabil. Întrucât $I_C = 0$ A, nu există cădere de tensiune pe R_C și deci $V_C = V_{CC} = 10$ V. Tensiunea bazei față de masă, datorată divizorului de tensiune, are valoarea:

$$V_B = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{4{,}7\ \text{k}\Omega}{14{,}7\ \text{k}\Omega}\right) 10\ \text{V} = 3{,}20\ \text{V}$$

Dacă la emitor se conectează un voltmetru, circuitul curentului se închide prin impedanța internă mare a acestuia, iar joncțiunea bază-emitor devine polarizată direct. Prin urmare, valoarea tensiunii din emitor este $V_E = V_B - V_{BE}$. Căderea de tensiune directă pe joncțiunea BE depinde de valoarea curentului. În figură apare $V_{BE} = 0{,}7$ V, dar în practică poate fi mult mai mică. În consecință, valoarea tensiunii din emitor este:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3{,}2\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 2{,}5\ \text{V}$$

FIGURA 5-30

Tranzistor polarizat prin divizor de tensiune, cu valorile corecte ale tensiunilor.

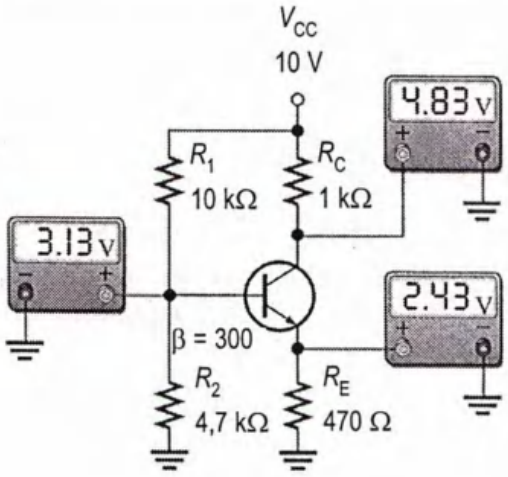
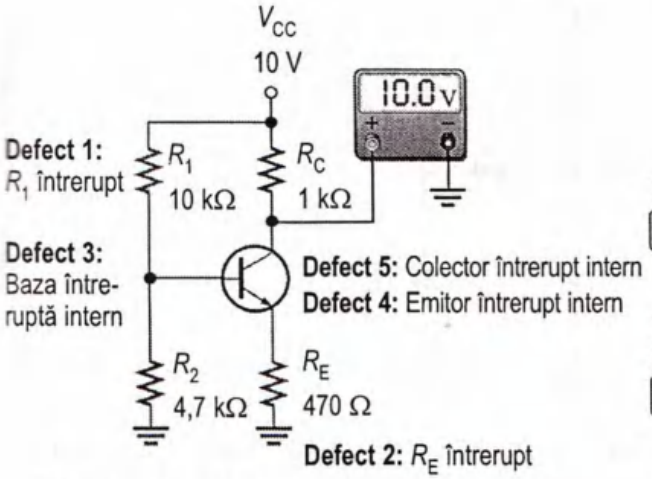
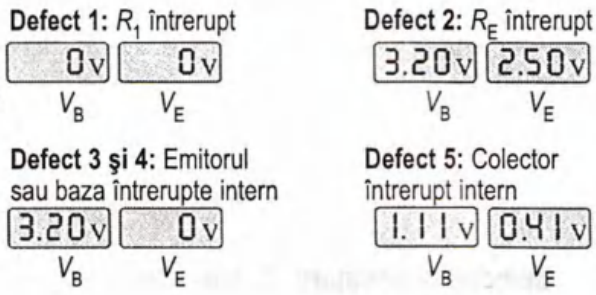


FIGURA 5-31

Defecte pentru care $V_C = V_{CC}$.



(a) În toate aceste cazuri, $V_C = V_{CC}$.



(b) Valorile V_B şi V_E pentru fiecare dintre defectele prezentate în (a)

Defectul 3: Terminalul bazei întrerupt intern Probabilitatea de întrerupere internă a tranzistorului este mai mare decât cea a întreruperii unui rezistor. Din nou, tranzistorul nu conduce, deci $I_C = 0$ A și $V_C = V_{CC} = 10$ V. Ca și în cazul întreruperii rezistorului R_E, prin divizorul de tensiune ajunge la exteriorul terminalului bazei tensiunea de 3,2 V. Tensiunea pe terminalul emitorului este de 0 V deoarece prin R_E nu poate circula curentul de emitor, deci nu există cădere de tensiune.

Defectul 4: Joncțiunea BE sau conexiunea emitorului întrerupte intern În mod asemănător, tranzistorul nu conduce, deci $I_C = 0$ A și $V_C = V_{CC} = 10$ V. Ca și în cazul întreruperii rezistorului R_E sau a conexiunii bazei, prin divizorul de tensiune ajunge la exteriorul terminalului bazei tensiunea de 3,2 V. Tensiunea pe terminalul emitorului este de 0 V deoarece acolo circuitul este întrerupt și terminalul este legat la masă prin R_E. Observați că defectele 3 și 4 generează simptome identice.

Defectul 5: Joncțiunea BC sau conexiunea colectorului întrerupte intern Întrucât există o întrerupere la colectorul tranzistorului, nu circulă I_C și, prin urmare, $V_C = V_{CC} = 10$ V. În această situație, circuitul se închide prin divizorul de tensiune, prin joncțiunea BE, polarizată direct, și prin R_E, ca în reprezentarea circuitului echivalent din fig. 5-32. Tensiunile din bază și din emitor se determină astfel:

$$V_B \cong \left(\frac{R_2 \| R_E}{R_1 + R_2 \| R_E}\right) V_{CC} + 0{,}7\,V$$

$$= \left(\frac{427\,\Omega}{10{,}427\,k\Omega}\right) 10\,V + 0{,}7\,V = 0{,}41\,V + 0{,}7\,V = 1{,}11\,V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1{,}11\,V - 0{,}7\,V = 0{,}41\,V$$

Pe lângă defectele de mai sus mai pot apărea încă două cazuri în care tranzistorul conduce, în aparență, dacă luăm în considerație valoarea tensiunii din colector. Aceste situații sunt ilustrate în fig. 5-33.

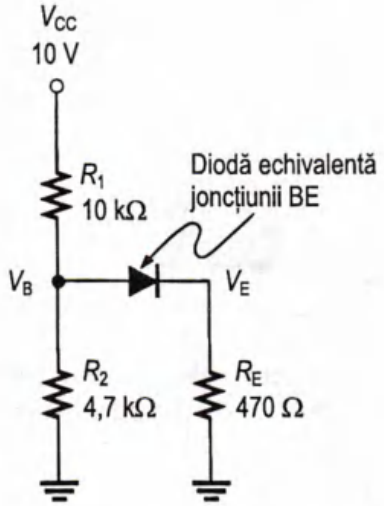


FIGURA 5-32

Circuitul de polarizare echivalent în cazul întreruperii interne a colectorului.

Defectul 6: Rezistorul R_C întrerupt În acest caz, ilustrat în fig. 5-33(a), valoarea tensiunii din colector v-ar putea determina să presupuneți că tranzistorul lucrează în saturație, când, în realitate, el nu conduce. Evident, cu R_C întrerupt nu poate exista curent de colector. Pentru acest defect, circuitul de polarizare echivalent este identic cu cel corespunzător defectului 5, din fig. 5-32. Prin urmare, V_B = 1,11 V și, pentru că joncțiunea BE este polarizată direct, $V_E = V_B - V_{BE}$ = 1,11 V – 0,7 V = 0,41 V. Când conectăm voltmetrul la

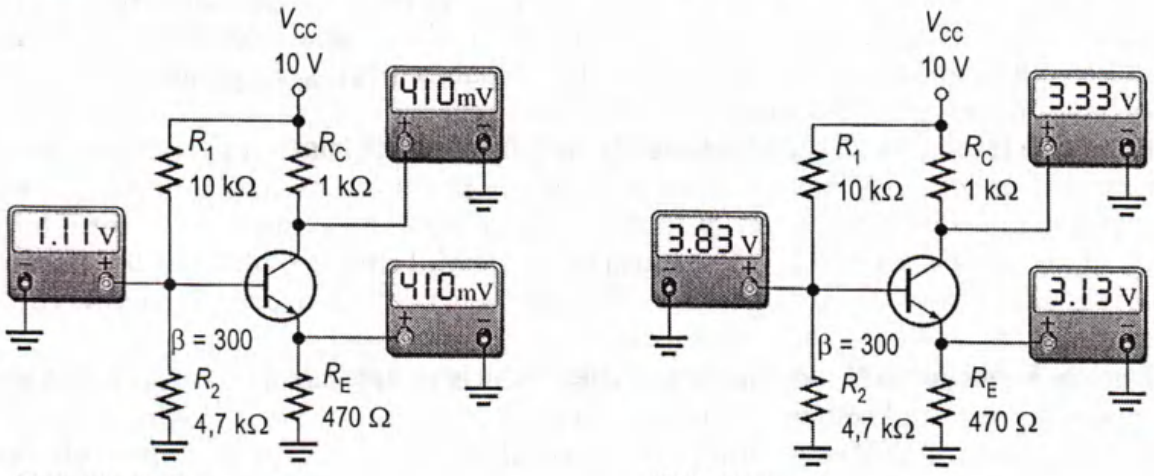


FIGURA 5-33

Defecte pentru care tranzistorul conduce sau pare să conducă.

colector pentru a măsura V_C, circuitul se închide prin impedanța internă a aparatului, iar joncțiunea BC devine polarizată direct de către V_B. În consecință, $V_C = V_B - V_{BC} = 1{,}11\ V - 0{,}7\ V = 0{,}41\ V$. Și în acest caz, căderile de tensiune directă pe joncțiuni, în interiorul tranzistorului, depind de curent. Am folosit valoarea de 0,7 V pentru exemplificare, însă în realitate căderile de tensiune directă pot fi mult mai mici.

Defectul 7: Rezistorul R_2 întrerupt Dacă R_2 se întrerupe, cum prezintă figura 5-33(b), tensiunea din bază și curentul de bază cresc peste valorile normale deoarece divizorul de tensiune este format acum din R_1 și $\beta_{c.c.}R_{IN(bază)}$. În acest caz, tensiunea din bază este determinată de tensiunea din emitor ($V_B = V_E + V_{BE}$).

În primul rând trebuie verificat dacă tranzistorul este saturat sau nu. Curentul de colector la saturație și curentul de bază *necesar* pentru a aduce tranzistorul în saturație se calculează astfel (considerând $V_{CE(sat)} = 0{,}2\ V$):

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C + R_E} = \frac{9{,}8\ V}{1{,}47\ k\Omega} = 6{,}67\ mA$$

$$I_{B(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{c.c.}} = \frac{6{,}67\ mA}{300} = 22{,}2\ \mu A$$

Presupunând că tranzistorul este saturat, se poate determina curentul de bază maxim.

$$R_{IN(bază)} = \beta_{c.c.}R_E = 300(470\,\Omega) = 141\,k\Omega$$

$$I_{B(max)} \cong \frac{V_{CC}}{R_1 + R_{IN(bază)}} = \frac{10\,V}{151\,k\Omega} = 66{,}2\,\mu A$$

Întrucât valoarea curentului de bază este arhisuficientă pentru ca tranzistorul să intre în saturație, putem fi siguri că el este saturat. Prin urmare, V_E, V_B și V_C sunt:

$$V_E \cong I_{C(sat)}R_E = (6{,}67\ mA)(470\ \Omega) = 3{,}13\ V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 3{,}13\ V + 0{,}7\ V = 3{,}83\ V$$

$$V_C = V_{CC} - I_{C(sat)}R_C = 10\,V - (6{,}67\,mA)(1\,k\Omega) = 3{,}33\,V$$

SECȚIUNEA 5-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cum stabiliți dacă un tranzistor este saturat? Dar când este blocat?
2. Într-un circuit de polarizare a unui tranzistor *npn* prin divizor de tensiune, tensiunea din colector are valoarea V_{CC}, iar cea din emitor este cu 0,7 V mai mică decât tensiunea din bază. În această situație, tranzistorul este blocat sau s-a întrerupt R_E?
3. Care sunt simptomele întreruperii rezistorului R_C?

5-7 APLICAȚIE PRACTICĂ

Compania la care lucrați a câștigat un contract pentru proiectarea și fabricarea unui sistem industrial de reglare a temperaturii care urmează a fi instalat pe un utilaj chimic. Pentru realizarea diverselor module ale sistemului vor conlucra mai multe ateliere, iar dumneavoastră v-au revenit circuitul de conversie temperatură / tensiune și sursa de alimentare. Va trebui să cooperați cu celelalte ateliere pentru a vă pune de acord asupra parametrilor de interfață dintre modulele dumneavoastră și cele ale colegilor. Pentru a vă îndeplini sarcinile veți face apel la cunoștințele acumulate în acest capitol.

Sistemul industrial de reglare a temperaturii

Acest sistem este destinat menținerii în limite prestabilite a temperaturii unei substanțe chimice lichide în timpul procesului de mixare într-un recipient de dimensiuni mari. Sistemul constituie un exemplu de reglare a proceselor tehnologice prin reacție în buclă închisă, cum se observă în schema bloc din fig. 5-34.

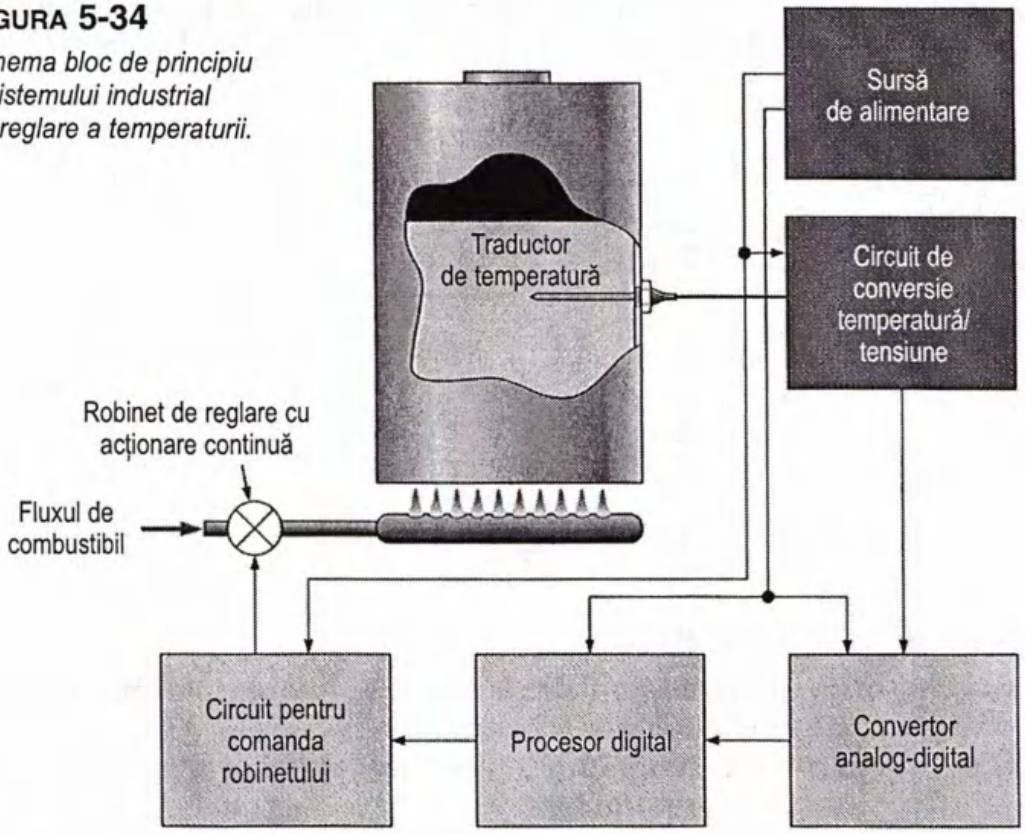
Temperatura substanței se măsoară utilizând un rezistor sensibil la temperatură, denumit **termistor**. Rezistența acestuia variază invers proporțional cu temperatura; cu alte cuvinte, coeficientul său de temperatură este negativ. Practic, termistorul transformă variațiile de temperatură în variații ale rezistenței.

Termistorul este una dintre componentele circuitului de conversie a temperaturii în tensiune, pe care trebuie să-l realizați. Temperatura amestecului de substanțe impune rezistența termistorului. Circuitul de conversie temperatură / tensiune furnizează la ieșire o tensiune proporțională cu temperatura. Această tensiune se aplică unui convertor analog / digital (CAD), a cărui tensiune de ieșire este sub formă digitală. Procesorul digital îi aplică o normare și o liniarizare conform cerințelor, după care tensiunea digitală ajunge la circuitul de reglare a robinetului, care este programat să urmărească o serie de temperaturi prestabilite pe durata amestecării. Acest ultim circuit compară temperatura prestabilită cu cea măsurată prin intermediul circuitului de conversie temperatură / tensiune și acționează robinetul astfel ca la arzător să ajungă cantitatea de combustibil adecvată.

Dacă temperatura substanței este mai mică decât cea prestabilită, circuitul de reglare deschide robinetul mai mult, pentru ca debitul de combustibil spre arzător să crească, încălzind substanța până la temperatura cerută. Când temperatura substanței ajunge egală cu temperatura prestabilită, robinetul micșorează debitul combustibilului și, în același timp, acționează în permanență pentru menținerea acelei temperaturi. Dacă temperatura substanței este mai mare decât valoarea prestabilită, reglarea se desfășoară în mod similar.

Pe lângă circuitul de conversie temperatură / tensiune aveți de realizat și sursa de alimentare în c.c., care trebuie să asigure tensiunile și curenții necesari tuturor modulelor sistemului. Pentru aceasta nu este necesar să cunoașteți modul în care funcționează celelalte module, ci doar necesarul de curent și tensiune pentru fiecare dintre ele, precum și impedanța CAD care constituie sarcina circuitului de conversie temperatură/tensiune.

FIGURA 5-34
Schema bloc de principiu a sistemului industrial de reglare a temperaturii.



Parametrii impuşi sistemului

- Pe durata amestecării trebuie atinse trei valori de temperatură prestabilite.
- Fiecare dintre cele trei valori de temperatură trebuie menținută un anumit interval de timp, de asemenea prestabilit, cu ajutorul robinetului de reglare.
- Temperaturile prestabilite sunt: 46°C, 50°C, 54°C.
- Tensiunea și curentul continuu necesare fiecărui modul sunt următoarele:
  - Circuitul de conversie temperatură / tensiune: 9,1 V stabilizată, 10 mA
  - Convertorul analog / digital (CAD): 5,1 V stabilizată, 50 mA
  - Procesorul digital: 5,1 V stabilizată, 25 mA
  - Circuitul de reglare a robinetului: 9,1 V stabilizată, 40 mA
- Rezistența de intrare în CAD este de 100 kΩ

Circuitul de conversie temperatură/tensiune

Schema acestui circuit este cea din fig. 5-35. După cum observați, este pur și simplu un tranzistor polarizat prin divizor de tensiune, unul dintre rezistoarele divizorului fiind înlocuit cu termistorul.

Principiul de funcționare La creșterea temperaturii, rezistența termistorului scade și tensiunea de polarizare a bazei scade și ea, ceea ce duce la mărirea proporțională a tensiunii din colector. Dacă temperatura scade, rezistența termistorului crește și, de asemenea, și tensiunea de polarizare a bazei, ceea ce are ca rezultat o scădere a tensiunii de ieșire.

Tensiunea de ieșire a circuitului de conversie temperatură / tensiune urmărește variațiile de temperatură din substanța amestecată, deci este necesar ca tranzistorul să

lucreze în regiunea activă sau liniară, și nu în saturație sau în blocare. Ieșirea acestui circuit se conectează la intrarea CAD. Rețineți simbolul grafic al termistorului, din fig. 5-35.

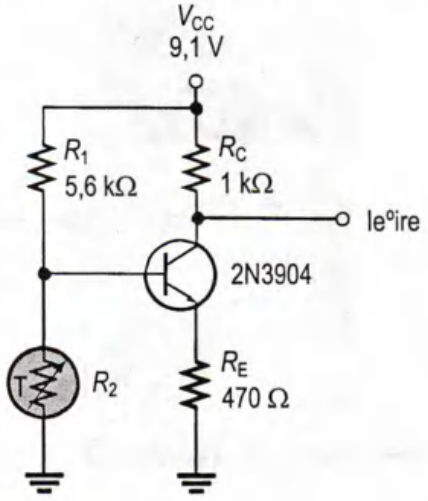


FIGURA 5-35
Schema circuitului de conversie temperatură / tensiune.

Caracteristicile termistorului

- Caracteristica de răspuns a termistorului este neliniară. Aceasta înseamnă că rezistența nu variază direct proporțional cu temperatura.
- Dependența rezistență-temperatură caracteristică termistorului ales, în gama de temperaturi 45°C ... 55°C, este cea din fig. 5-36.

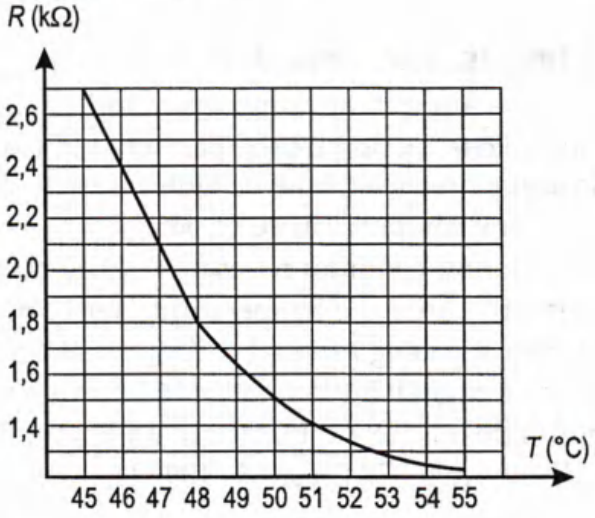


FIGURA 5-36
Caracteristica rezistență-temperatură a termistorului.

Analiza circuitului de conversie temperatură / tensiune

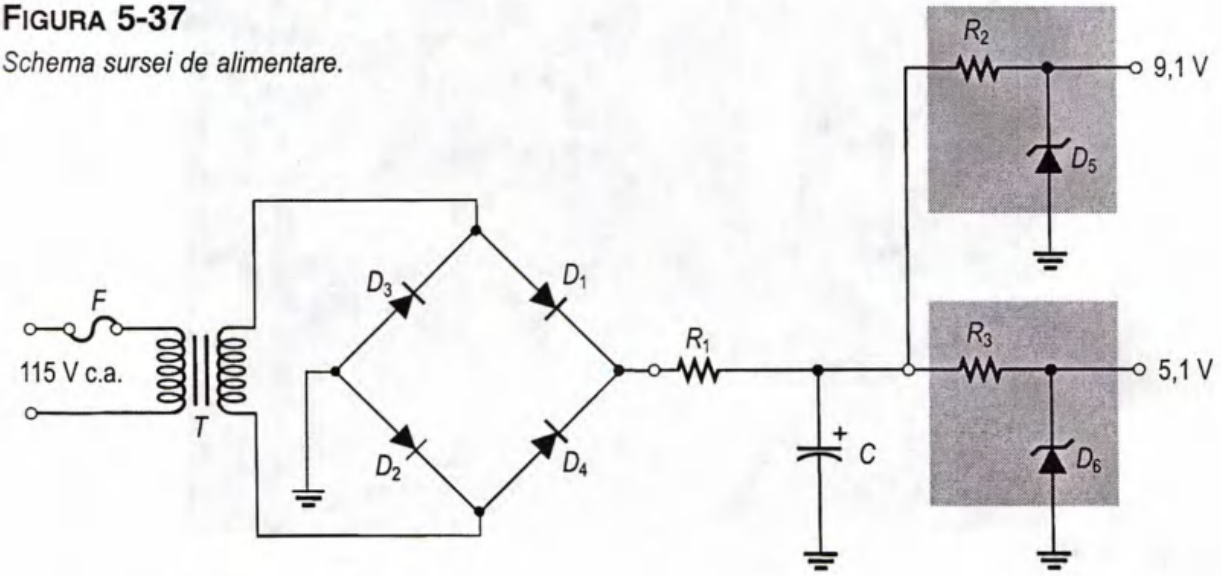
- Conectăm la ieșire o rezistență de sarcină de 100 kΩ, pentru a simula rezistența de intrare a CAD.
- Se determină tensiunea de ieșire corespunzătoare fiecărei valori de temperatură prestabilite, din gama 45°C ... 55°C.
- Se stabilește dacă, pentru acest domeniu de temperaturi, tranzistorul lucrează în regiunea sa liniară (activă). Deci trebuie verificat dacă tranzistorul nu intră în saturație sau în blocare. Dacă au loc aceste fenomene, sugerați o modificare a circuitului de natură să corecteze deficiențele de concepție.

Circuitul sursei de alimentare

Sursa de alimentare cu c.c. este cea realizată în cadrul aplicațiilor practice anterioare, cu excepția faptului că are nevoie de câteva modificări pentru a putea furniza diferite valori de tensiune și curent, ca în schema din fig. 5-37. Caracteristicile principale ale sursei de alimentare sunt:

1. Tensiunea de intrare: 115 V ef. la 60 Hz
2. Tensiunea de ieșire stabilizată: 5,1 Vc.c. ± 5%; 9,1 Vc.c. ± 5%
3. Factorul de ondulație maxim: 3%
4. Curentul maxim prin sarcină: 75 mA la 5,1 V; 50 mA la 9,1 V

FIGURA 5-37
Schema sursei de alimentare.



Valorile componentelor și schema

- Determinați toate valorile nespecificate ale componentelor sursei de alimentare. Ați putea revedea, în acest scop, aplicațiile practice din capitolele anterioare.
- S-a convenit să se realizeze pe aceeași cartelă de circuit imprimat atât sursa de alimentare, cât și circuitul de conversie temperatură / tensiune. Desenați o schemă care să includă ambele circuite.

Cartela cu circuitul imprimat

- Verificați conformitatea cu schema a cartelei cu circuitul imprimat din fig. 5-38.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cuprinzând sursa de tensiune și circuitul de conversie temperatură / tensiune, folosind punctele de măsură (cerculețele numerotate) indicate, la bancul de testare prezentat în fig. 5-39. În cazul de față, termistorul este montat într-o tijă tubulară cu butuc filetat pentru fixarea pe utilajul tehnologic. Aparatul cu aspect de cuptor este o incintă cu temperatură reglabilă.

- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate. Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor. Reutilizați metoda elaborată în capitolele 2 și 3 pentru testarea sursei de alimentare, modificând-o astfel încât să fie valabilă pentru noul tip de cartelă.

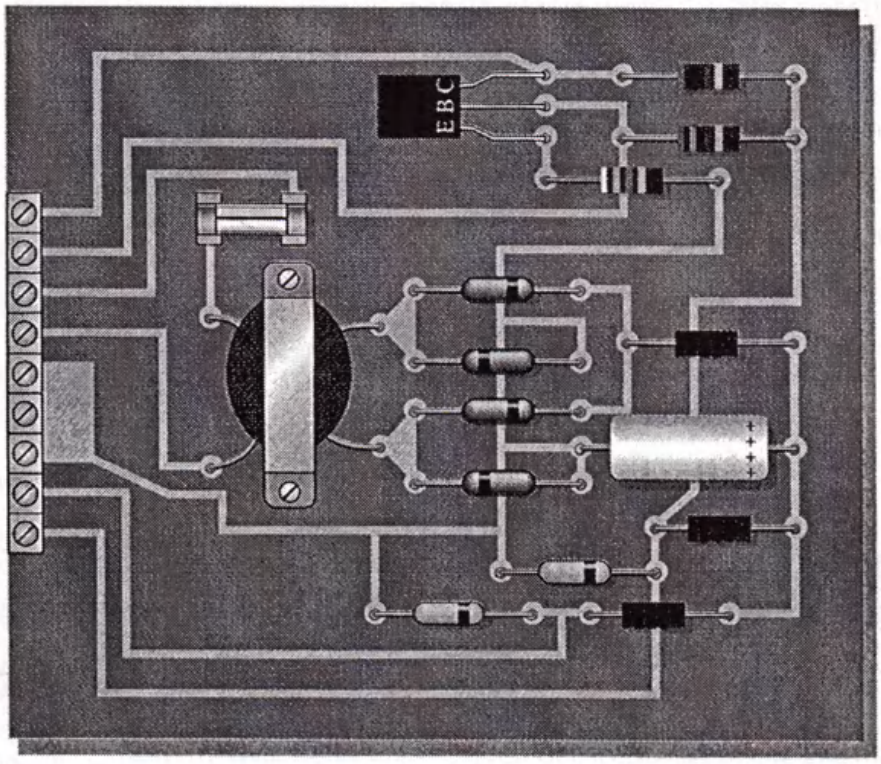


FIGURA 5-38

Cartela cu circuitul imprimat cuprinzând sursa de alimentare şi circuitul de conversie temperatură / tensiune. Benzile negre de pe rezistoare reprezintă valori pe care trebuie să le determinați dumneavoastră.

Depanarea

Trei cartele din seria de fabricație zero s-au dovedit a fi defecte. Rezultatele măsurătorilor sunt prezentate în fig. 5-40. Ținând seama de succesiunea măsurătorilor aferente fiecărei cartele defecte, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil.

Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Poziția comutatorului de funcții al multimetrului digital este înscrisă sub afișaj.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul sursei de alimentare și circuitul de conversie temperatură / tensiune, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al fiecărui circuit.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în fiecare dintre cele trei cazuri.

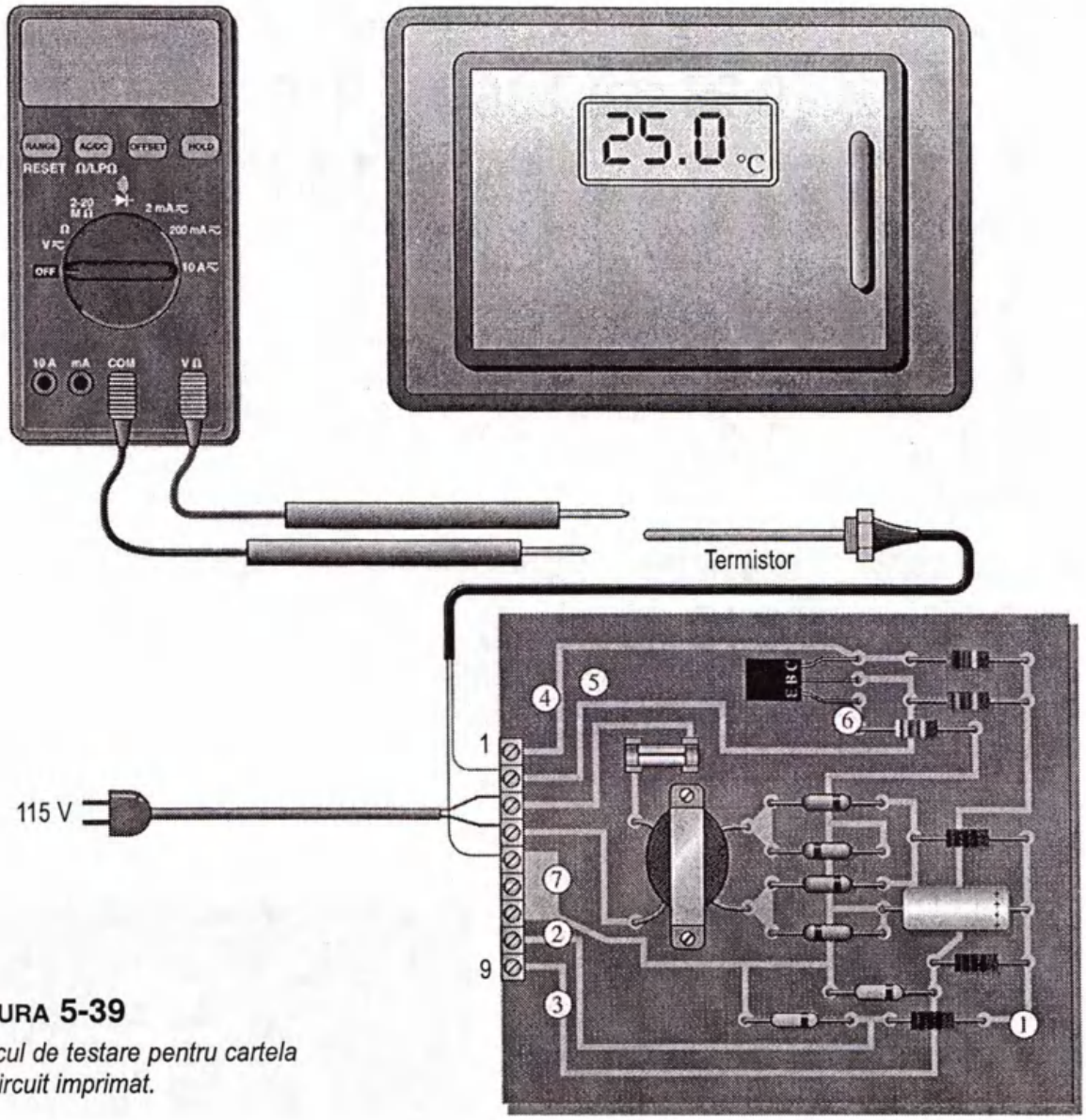


FIGURA 5-39

Bancul de testare pentru cartela de circuit imprimat.

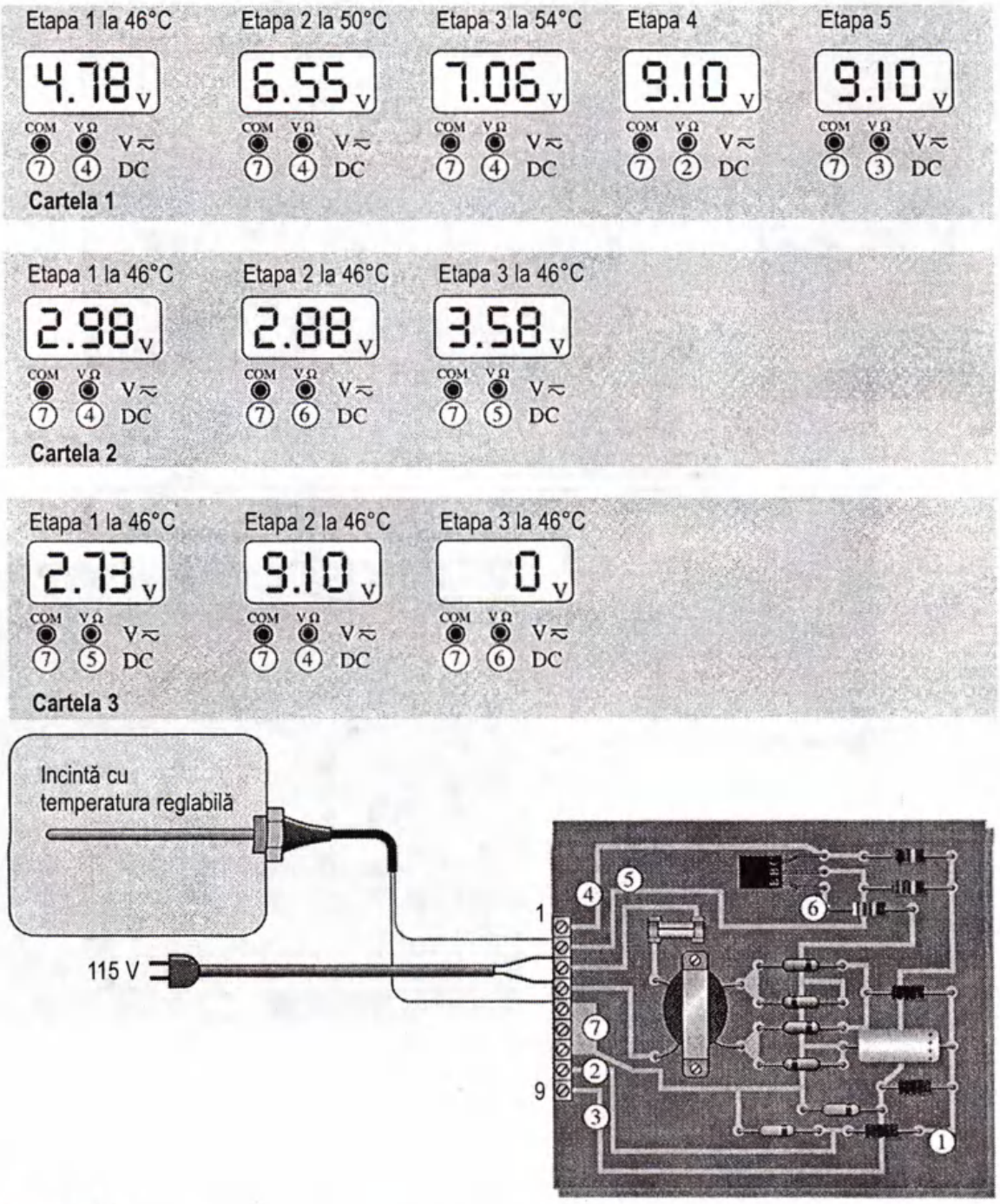


FIGURA 5-40

Rezultatele testării a trei cartele de circuit defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Rolul circuitului de polarizare este fixarea unui punct de funcționare în c.c. (PSF) stabil, în conformitate cu condițiile de funcționare dorite.

■ PSF al unui circuit este definit de anumite valori ale I_C și V_{CE}. Acestea sunt numite „coordonatele PSF".

■ Dreapta de sarcină în c.c. trece prin PSF – situat pe curba curentului de colector al tranzistorului – și intersectează axa verticală, cu aproximație, la $I_{C(sat)}$, iar pe cea orizontală, tot aproximativ, la $V_{CE(blocare)}$.

■ Regiunea de funcționare liniară (regiunea activă) a tranzistorului este situată de-a lungul dreptei de sarcină, sub punctul de saturație și deasupra celui de blocare.

■ Rezistența de intrare în c.c. în baza unui tranzistor bipolar este aproximativ egală cu $\beta_{c.c.}R_E$.

■ Circuitul cu baza polarizată din V_{CC} prezintă o stabilitate redusă deoarece PSF al acestei configurații variază mult cu $\beta_{c.c.}$.

■ Circuitul cu emitorul polarizat din sursă separată are PSF stabil, dar necesită două tensiuni de alimentare – una pozitivă și una negativă.

■ Polarizarea prin divizor de tensiune oferă un PSF stabil, necesitând o sursă de tensiune cu o singură polaritate. Este configurația de polarizare cea mai utilizată.

■ Circuitul de polarizare cu reacție în colector își datorează stabilitatea reacției negative din colector în bază.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Dreaptă de sarcină în c.c. O dreaptă trasată în coordonatele I_C și V_{CE}, aferente circuitului unui tranzistor.

PSF Punctul de funcționare (cu anumiți parametri de polarizare) în c.c. al unui amplificator, caracterizat de valorile tensiunii și curentului.

Reacție Proces prin care o parte din semnalul de ieșire al unui circuit este adus la intrarea acestuia astfel încât să se opună sau să contribuie la modificarea semnalului de ieșire.

Termistor Rezistor sensibil la temperatură, cu coeficient de temperatură negativ.

■ FORMULE DE BAZĂ

Polarizarea bazei din V_{CC}

(5-1) $$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

(5-2) $$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

(5-3) $$I_C = \beta_{c.c.}\left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\right)$$

Polarizarea emitorului din sursă separată

(5-4) $$I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / \beta_{c.c.}}$$

(5-5) $$I_C \cong \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / \beta_{c.c.}}$$

(5-6) $V_E = V_{EE} + I_E R_E$

(5-7) $V_B = V_E + V_{BE}$

(5-8) $V_C = V_{CC} - I_C R_C$

Polarizarea prin divizor de tensiune

(5-9) $R_{IN(bază)} \cong \beta_{c.c.} R_E$

(5-10) $V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC}$ pentru *npn*, considerând $\beta_{c.c.} R_E >> R_2$

(5-11) $V_E = V_B - V_{BE}$

(5-12) $I_E = \frac{V_E}{R_E}$

(5-13) $I_C \cong I_E$

(5-14) $V_C = V_{CC} - I_C R_C$

(5-15) $V_{CE} \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$

Polarizarea cu reacție în colector

(5-16) $$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B}$$

(5-17) $$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta_{c.c.}}$$

(5-18) $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Valoarea maximă a curentului de colector printr-un tranzistor polarizat este:
   (a) $\beta_{c.c.} R_E$ (b) $I_{C(sat)}$ (c) mai mare ca I_E (d) $I_E - I_B$
2. Teoretic, dreapta de sarcină în c.c. este o linie trasată pe graficul curbelor curentului de colector între:
   (a) PSF și punctul de blocare (b) PSF și punctul de saturație
   (c) $V_{CE(blocare)}$ și $I_{C(sat)}$ (d) $I_B = 0$ și $I_B = I_C / \beta_{c.c.}$
3. Dacă pe baza unui tranzistor *npn*, polarizat, se aplică o tensiune sinusoidală, iar tensiunea sinusoidală ce rezultă în colector este limitată la aproape zero volți, tranzistorul:

(a) intră în saturație (b) intră în blocare
(c) funcționează neliniar (d) răspunsurile (a) și (c) (e) răspunsurile (b) și (c)

4. Beta în c.c. (h_{FE}) pentru un anumit tip de tranzistor:
(a) variază cu temperatura (b) este o constantă prestabilită
(c) variază de la un exemplar la altul (d) răspunsurile (a) și (c)

5. Dezavantajul polarizării bazei de la V_{CC} este:
(a) complexitatea prea mare (b) câștigul prea mic
(c) dependența prea strânsă de beta (d) curentul rezidual prea mare

6. Polarizarea emitorului din sursă separată asigură:
(a) practic, independența de $\beta_{c.c.}$ (b) dependența strânsă de $\beta_{c.c.}$
(c) un PSF stabil (d) răspunsurile (a) și (c)

7. Într-un circuit cu emitorul polarizat din sursă separată, R_E = 2,7 kΩ și V_{EE} = 15 V. Curentul de emitor:
(a) este de 5,3 mA (b) este de 2,7 mA
(c) este de 180 mA (d) nu poate fi calculat

8. Rezistența de intrare în baza unui tranzistor polarizat depinde mai ales de:
(a) $\beta_{c.c.}$ (b) R_B (c) R_E (d) $\beta_{c.c.}$ și R_E

9. Într-un circuit de polarizare a unui tranzistor prin divizor de tensiune, ca acela din fig. 5-21, $R_{IN(bază)}$ se poate neglija, în general, în calcule dacă:
(a) $R_{IN(bază)} > R_2$ (b) $R_2 > 10R_{IN(bază)}$ (c) $R_{IN(bază)} > 10R_2$ (d) $R_1 \ll R_2$

10. Pentru un tranzistor *npn* polarizat prin divizor de tensiune, V_B este de 2,95 V. Tensiunea continuă din emitor este de aproximativ:
(a) 2,25 V (b) 2,95 V (c) 3,65 V (d) 0,7 V

11. Polarizarea prin divizor de tensiune:
(a) nu poate asigura independența de $\beta_{c.c.}$
(b) poate asigura practic independența de $\beta_{c.c.}$
(c) nu este larg utilizată
(d) necesită mai puține componente decât celelalte configurații

12. Polarizarea cu reacție în colector este:
(a) bazată pe principiul reacției pozitive (b) bazată pe înmulțirea cu beta
(c) bazată pe principiul reacției negative (d) puțin stabilă

13. În circuitul de polarizare prin divizor de tensiune al unui tranzistor *npn*, dacă rezistorul de sus al divizorului (cel conectat la V_{CC}) se întrerupe,
(a) tranzistorul intră în blocare (b) tranzistorul intră în saturație
(c) tranzistorul se arde (d) tensiunea de alimentare este prea mare

14. În circuitul de polarizare prin divizor de tensiune al unui tranzistor *npn*, dacă rezistorul de jos al divizorului (cel conectat la masă) se întrerupe,
(a) tranzistorul nu este afectat
(b) tranzistorul poate intra în blocare
(c) tranzistorul poate intra în saturație
(d) curentul de colector va scădea

15. Un tranzistor *pnp* polarizat prin divizor de tensiune nu are curent de bază, dar tensiunea din bază este aproximativ corectă. Defectul cel mai probabil este:

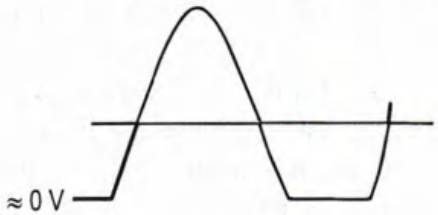
(a) unul dintre rezistoarele de polarizare este întrerupt
(b) rezistorul din colector este întrerupt
(c) joncțiunea bază-emitor este întreruptă
(d) rezistorul din emitor este întrerupt
(e) răspunsurile (a) și (c)
(f) răspunsurile (c) și (d)

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 5-1 Punctul static de funcționare

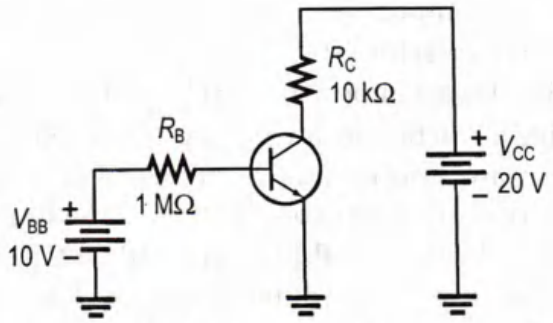
1. Semnalul de ieșire (tensiunea din colector) al unui tranzistor polarizat pentru a funcționa ca amplificator este prezentat în fig. 5-41. Tranzistorul lucrează prea aproape de regiunea de blocare sau de cea de saturație?

FIGURA 5-41



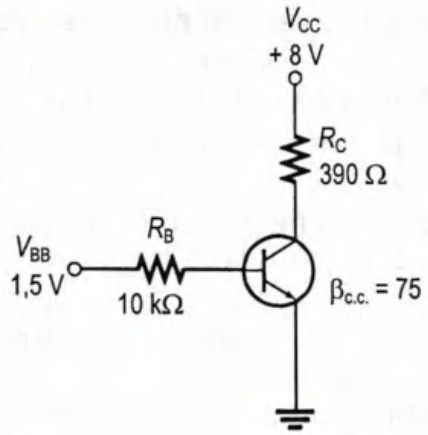
2. Ce PSF are un tranzistor polarizat ca în fig. 5-2, dacă I_B = 150 μA, $\beta_{c.c.}$ = 75, V_{CC} = = 18 V și R_C = 1 kΩ?
3. Ce valoare de saturație are curentul de colector din problema 2?
4. Ce valoare de blocare are V_{CE} din problema 2?
5. Determinați punctele de intersecție ale dreptei de sarcină în c.c. cu axele verticală și orizontală, pe graficul caracteristicilor curentului de colector, pentru circuitul din fig. 5-42.

FIGURA 5-42



6. Să presupunem că dorim să polarizăm tranzistorul din fig. 5-42 astfel încât I_B să fie de 20 μA. Ce tensiune va trebui să furnizeze sursa V_{BB}? Care vor fi I_C și V_{CE} în PSF, dacă $\beta_{c.c.}$ = 50?
7. Concepeți un circuit de polarizare a unui tranzistor cu $V_{BB} = V_{CC}$ = 10 V, cu PSF la I_C = 5 mA și V_{CE} = 4 V. Se consideră $\beta_{c.c.}$ = 100. Trebuie să calculați R_B, R_C și valoarea limită minimă a puterii tranzistorului. (Valoarea limită reală a puterii trebuie să fie mai mare.) Desenați circuitul.

FIGURA 5-43

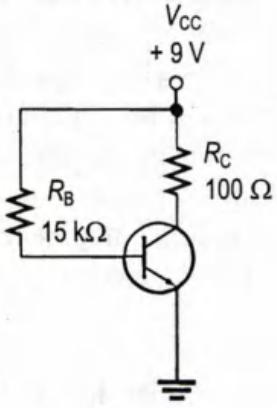


8. Stabiliți dacă tranzistorul din fig. 5-43 se găsește în blocare, în saturație sau în regiunea liniară. Amintiți-vă că relația $I_C = \beta_{c.c.} I_B$ este valabilă numai pentru regiunea liniară.

Secțiunea 5-2 Polarizarea bazei de la V_{CC}

9. Determinați I_B, I_C și V_{CE} pentru circuitul unui tranzistor cu baza polarizată de la V_{CC}, cunoscând valorile: $\beta_{c.c.} = 90$, $V_{CC} = 12$ V, $R_B = 22$ kΩ și $R_C = 100$ Ω.
10. Dacă $\beta_{c.c.}$ din problema 9 se dublează din cauza modificării temperaturii, care vor fi valorile de PSF?
11. Se dau două circuite de polarizare conectate în vederea testării. Ele au componentele identice, însă unul dintre ele are baza alimentată de la o sursă de tensiune separată, V_{BB}, iar celălalt are rezistența serie din bază conectată la V_{CC}. Se măsoară cu ampermetrul curentul de colector din fiecare circuit. Se variază tensiunea V_{CC} și se observă că numai într-unul dintre circuite variază curentul de colector, nu și în celălalt. În care dintre cele două circuite variază curentul de colector? Cum explicați?
12. Foaia de catalog aferentă unui anumit tranzistor menționează pentru $\beta_{c.c.}$ valoarea minimă 50 și valoarea maximă 125. În ce plajă se vor găsi valorile de PSF în producția de masă a circuitului din fig. 5-44? Poate fi acceptată această plajă dacă PSF trebuie menținut în regiunea de funcționare liniară a tranzistorului?

FIGURA 5-44



13. Circuitul de polarizare din fig. 5-44 este supus unei variații de temperatură de la 0°C la 70°C. $\beta_{c.c.}$ scade, la 0°C, cu 50% și crește, la 70°C, cu 75% față de valoarea sa nominală, de 110 la 25°C. Care sunt variațiile I_C și V_{CE} de la 0°C la 70°C?

Secțiunea 5-3 Polarizarea emitorului din sursă separată

14. Analizați circuitul din fig. 5-45 și determinați tensiunile corecte, față de masă, de pe terminalele tranzistorului. Se consideră $\beta_{c.c.} = 100$.
15. Care este valoarea minimă pe care o poate avea R_E, din fig. 5-45, astfel ca tranzistorul să nu intre în saturație?
16. În funcție de V_{BE} a circuitului din fig. 5-45, cât variază I_E la creșterea temperaturii de la 25°C la 100°C? V_{BE} este de 0,7 V la 25°C și scade cu 2,5 mV pe grad Celsius. $\beta_{c.c.}$ se neglijează.
17. În ce condiții se poate neglija efectul variației parametrului $\beta_{c.c.}$ într-un circuit cu emitorul polarizat din sursă separată?
18. Determinați I_C și V_{CE} pentru circuitul din fig. 5-46, unde tranzistorul *pnp* are emitorul polarizat din sursă separată. Se consideră $\beta_{c.c.} = 100$.

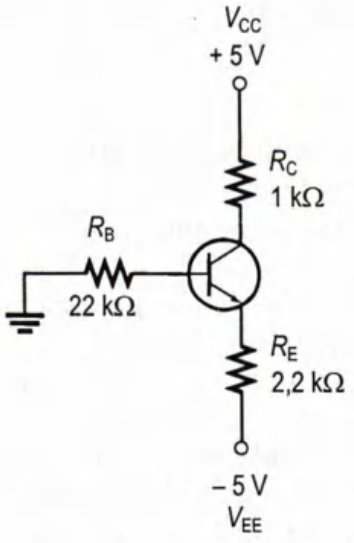


FIGURA 5-45

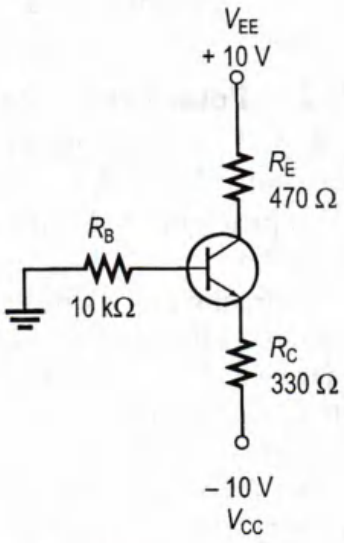


FIGURA 5-46

Secțiunea 5-4 Polarizarea prin divizor de tensiune

19. Care este valoarea $\beta_{c.c.}$ minimă pentru circuitul din fig. 5-47 pentru ca $R_{IN(bază)} \geq 10R_2$?
20. Rezistorul de polarizare R_2 din fig. 5-47 se înlocuiește cu un potențiometru de 15 kΩ. Care este valoarea minimă a rezistenței pentru care tranzistorul intră în saturație?
21. Dacă potențiometrul din problema 20 este fixat la 2 kΩ, ce valori au I_C și V_{CE}?
22. Determinați toate tensiunile față de masă de pe terminalele tranzistorului din fig. 5-48. Rezistența de intrare și V_{BE} nu se neglijează.
23. Cum trebuie modificate conexiunile circuitului din fig. 5-48 dacă tranzistorul se înlocuiește cu unul *pnp*?
24. **(a)** Determinați V_B din fig. 5-49.
    (b) Dacă R_E își dublează valoarea, cât devine V_B?
25. **(a)** Aflați valorile de PSF pentru circuitul din fig. 5-49.
    (b) Aflați puterea minimă a tranzistorului din fig. 5-49.

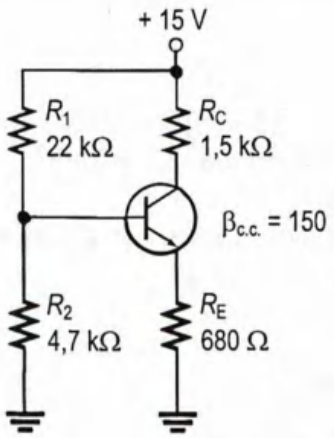


FIGURA 5-47

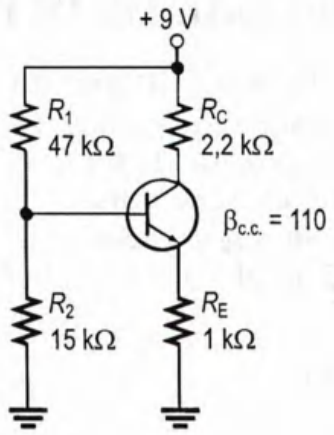


FIGURA 5-48

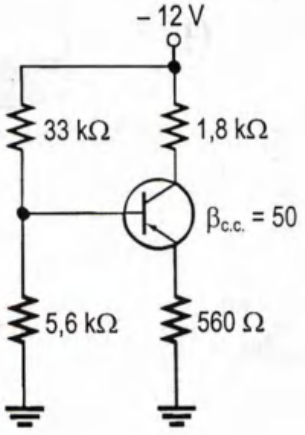


FIGURA 5-49

Secțiunea 5-5 Polarizarea cu reacție în colector

26. Determinați V_B, V_C și I_C pentru circuitul din fig. 5-50.

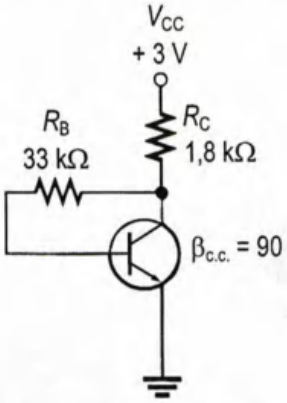


FIGURA 5-50

27. Ce valoare trebuie să aibă R_C pentru ca I_C din problema 26 să fie cu 25% mai mic?
28. Care trebuie să fie puterea minimă a tranzistorului din problema 27?
29. Un tranzistor *npn* este polarizat cu reacție în colector, având V_{CC} = 12 V, R_C = 1,2 kΩ și R_B = 47 kΩ. Determinați curentul de colector și tensiunea în colector dacă $\beta_{c.c.}$ = 200.

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 5-6 Depanare

30. Să presupunem că emitorul tranzistorului din fig. 5-51 este scurtcircuitat la masă de un strop de fludor sau de o bucățică de sârmă. Ce valori vor indica aparatele de măsură? Dar după ce se înlătură scurtcircuitul?
31. Stabiliți care sunt defectele cele mai probabile (dacă este cazul) ale circuitelor din fig. 5-52, ghidându-vă după indicațiile aparatelor de măsură.

FIGURA 5-51

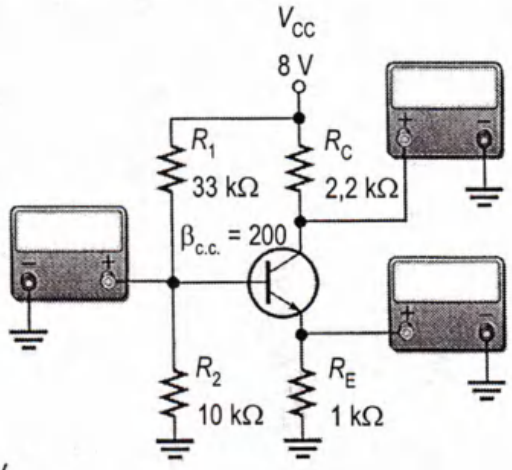
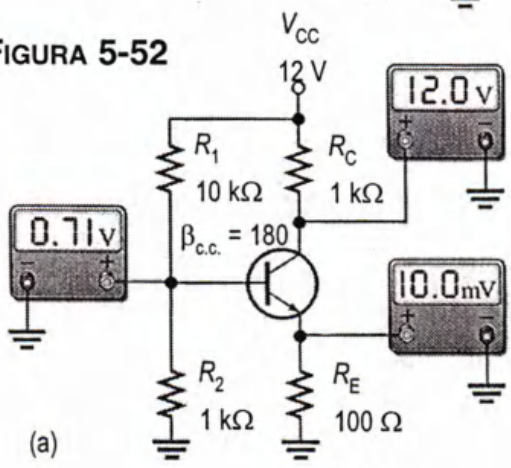
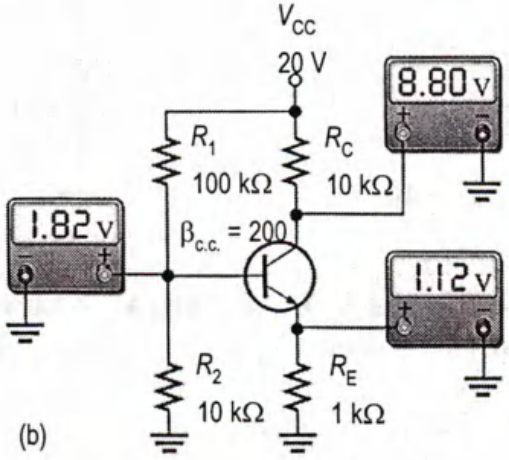
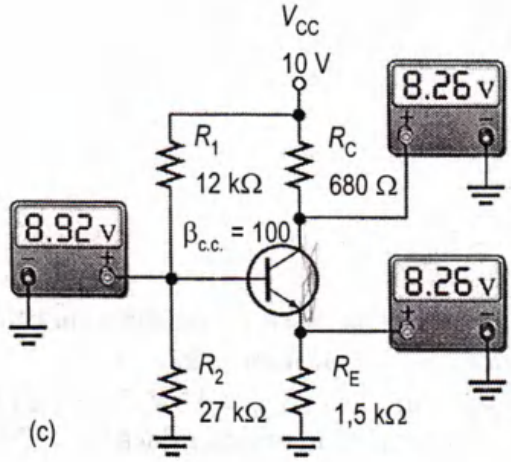
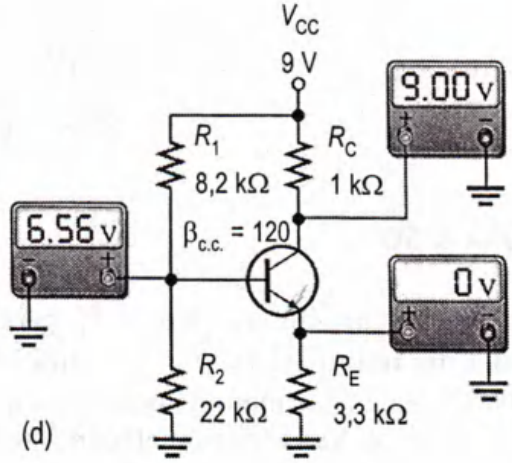


FIGURA 5-52





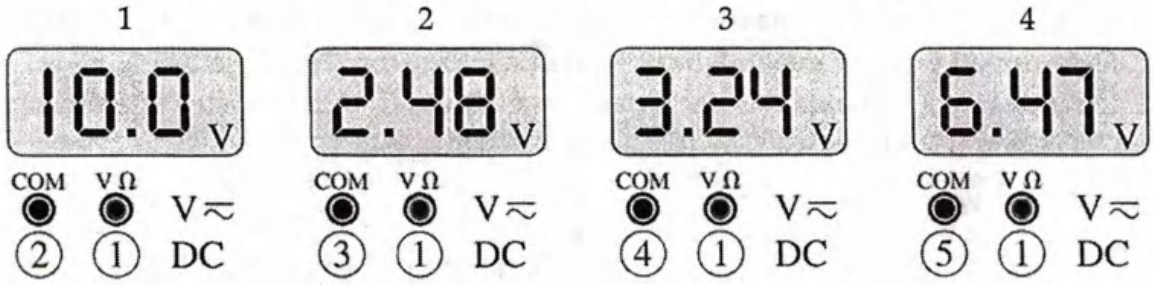




32. Stabiliți dacă indicațiile multimetrului digital pentru punctele de măsură 2, 3, 4 ale circuitului de pe placa de probă din fig. 5-53 sunt corecte. În caz contrar, depistați defectele. Tranzistorul este *pnp*, iar valoarea beta din catalog este cuprinsă între 35 și 100.

33. Stabiliți ce indică aparatul conectat în fiecare punct de măsură din fig. 5-53, în cazul următoarelor defecte:

(a) rezistorul de 680 Ω este întrerupt
(b) rezistorul de 5,6 kΩ este întrerupt
(c) rezistorul de 10 kΩ este întrerupt
(d) rezistorul de 1 kΩ este întrerupt
(e) emitorul este scurtcircuitat la masă
(f) joncțiunea BE este întreruptă



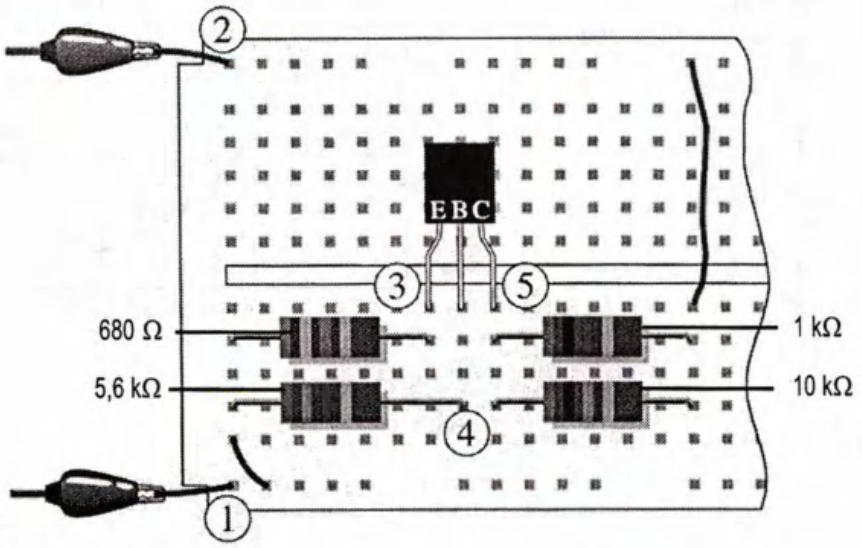


FIGURA 5-53

Secțiunea 5-7 Aplicație practică

34. Determinați V_B, V_E și V_C pentru circuitul de conversie temperatură / tensiune din fig. 5-35 în cazul în care R_1 se întrerupe.

35. Ce defecte ale circuitului de conversie temperatură / tensiune sunt de natură să introducă tranzistorul în blocare?

36. Să presupunem că în locul diodei Zener de 9,1 V, de pe cartela din fig. 5-38, a fost montată din greșeală o diodă Zener de 5,1 V. Ce valori vor avea tensiunile din baza, emitorul și colectorul tranzistorului din circuitul de conversie temperatură/ tensiune, la temperatura de 45°C?

37. Arătați cum puteți depista o întrerupere a joncțiunii bază-colector a tranzistorului din fig. 5-35.

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

38. Analizați circuitul de conversie temperatură / tensiune din fig. 5-54(a) la temperaturile extreme, pentru valorile minimă și maximă ale parametrului h_{FE} din foaia de catalog. Consultați fragmentul de foaie de catalog din fig. 5-55.

39. Verificați dacă vreuna dintre valorile limită absolute aferente circuitului din fig. 5-54 nu este depășită. Consultați în acest scop fragmentul de foaie de catalog din fig. 5-55.

40. Consultați fragmentul de foaie de catalog din fig. 5-56 și răspundeți la întrebările următoare:

(a) Care este curentul de colector maxim al tranzistorului 2N2222A?

(b) Care este valoarea maximă a tensiunii inverse bază-emitor pentru 2N2118?

41. Determinați puterea maximă disipată de un tranzistor 2N2222 la 100°C.

42. Cu cât variază valoarea minimă a parametrului $\beta_{c.c.}$ (h_{FE}) la creșterea curentului de colector al unui tranzistor 2N2219 de la 1 mA la 500 mA?

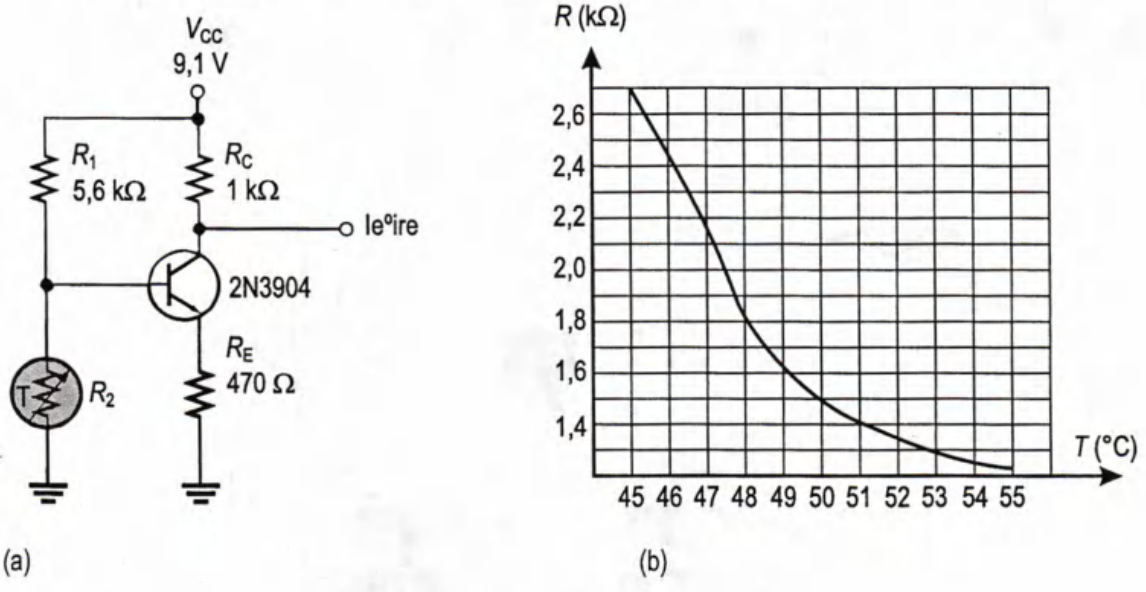


FIGURA 5-54

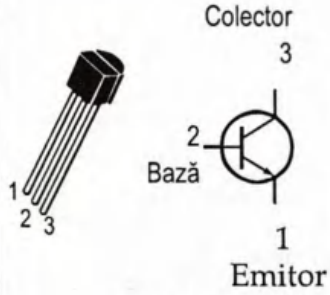
Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	40	V c.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	60	V c.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	6,0	V c.c.
Curentul de colector - continuu	I_C	200	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	625 5,0	mW mW/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_C = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	1,5 12	Watt mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcţionare şi stocare a joncţiunii	T_J, T_{stg}	-55...+150	°C

Caracteristici termice

Caracteristica	Simbolul	Valoare maximă	Unitatea
Rezistenţa termică joncţiune-capsulă	$R_{\theta JC}$	83,3	°C/W
Rezistenţa termică joncţiune-ambiant	$R_{\theta JA}$	200	°C/W

2N3903
2N3904



Tranzistoare de uz general *npn*, cu siliciu

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei menţiuni)

Mărimea	Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Caracteristici de blocare				
Tensiunea de străpungere colector-emitor (I_C = 1,0 mA c.c., I_B = 0)	$V_{(BR)CEO}$	40	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere colector-bază (I_C = 10 μA c.c., I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	60	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere emitor-bază (I_E = 10 μA c.c., I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	6,0	–	V c.c.
Curentul de blocare de bază (V_{CE} = 30 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c.)	I_{BL}	–	50	nA c.c.
Curentul de blocare de colector (V_{CE} = 30 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c.)	I_{CEX}	–	50	nA c.c.
Caracteristici de conducţie				
Câştigul în c.c.	h_{FE}			–
(I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		20	–	
2N3904		40	–	
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		35	–	
2N3904		70	–	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		50	150	
2N3904		100	300	
(I_C = 50 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		30	–	
2N3904		60	–	
(I_C = 100 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.) 2N3903		15	–	
2N3904		30	–	
Tensiunea de saturaţie colector-emitor	$V_{CE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)		–	0,2	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c).		–	0,3	
Tensiunea de saturaţie bază-emitor	$V_{BE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)		0,65	0,85	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)		–	0,95	

FIGURA 5-55

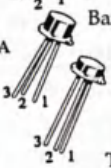
Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	2N2218 2N2219 2N2221 2N2222	2N2218A 2N2219A 2N2221A 2N2222A	2N5581 2N5582	Unitatea
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	30	40	40	V c.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	60	75	75	V c.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	5,0	6,0	6,0	V c.c.
Curentul de colector - continuu	I_C	800	800	800	mA c.c.
		2N2218, A 2N2219, A	2N2221, A 2N2222, A	2N5581 2N5582	
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C	P_D	0,8	0,5	0,6	Watt
Corectare peste 25°C cu		4,57	2,28	3,33	mW/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_C = 25°C	P_D	3,0	1,2	2,0	Watt
Corectare peste 25°C cu		17,1	6,85	11,43	mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcţionare şi stocare a joncţiunii	T_J, T_{stg}	-65...+200			°C

2N2218, A/2N2219, A
2N2221, A/2N2222, A
2N5581/82

2N2218, A / 2N2219, A
CAPSULĂ 79-04
TO-39 (TO-205AD)
Model 1

2N2221, A / 2N2222, A
CAPSULĂ 22-03
TO-18 (TO-206AA)
Model 1



2N5581 / 2N5582
CAPSULĂ 26-03
TO-46 (TO-206AB)
Model 1

Tranzistoare de uz general *npn*, cu siliciu

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei menţiuni)

Mărimea		Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Caracteristici de blocare					
Tensiunea de străpungere colector-emitor		$V_{(BR)CEO}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 0)	Fără A		30	–	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		40	–	
Tensiunea de străpungere colector-bază		$V_{(BR)CBO}$			V c.c.
(I_C = 10 μ A c.c., I_E = 0)	Fără A		60	–	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		75	–	
Tensiunea de străpungere emitor-bază		$V_{(BR)EBO}$			V c.c.
(I_E = 10 μA c.c., I_C = 0)	Fără A		5,0	–	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		6,0	–	
Curentul de colector în blocare		I_{CEX}			nA c.c.
(V_{CE} = 60 V c.c., $V_{EB(respins)}$ = 3,0 V c.c.)	Cu A, 2N5581, 2N5582		–	10	
Curentul de colector în blocare		I_{CBO}			μA c.c.
(V_{CB} = 50 V c.c., I_E = 0)	Fără A		–	0,01	
(V_{CB} = 60 V c.c., I_E = 0)	Cu A, 2N5581, 2N5582		–	0,01	
(V_{CB} = 50 V c.c., I_E = 0, T_A = 150°C)	Fără A		–	10	
(V_{CB} = 60 V c.c., I_E = 0, T_A = 150°C)	Cu A, 2N5581, 2N5582		–	10	
Curentul de emitor în blocare		I_{EBO}	–	10	nA c.c.
(V_{EB} = 3,0 V c.c., I_C = 0)	Cu A, 2N5581, 2N5582				
Curentul de bază în blocare		I_{BL}	–	20	nA c.c.
(V_{CE} = 60 V c.c., $V_{EB(off)}$ = 3,0 V c.c.)	Cu A				
Caracteristici de conducţie					
Câştigul în c.c.		h_{FE}			–
(I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581(1)		20	–	
	2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582(1)		35	–	
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581		25	–	
	2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582		50	–	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581(1)		35	–	
	2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582(1)		75	–	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., T_A = –55°C)	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581		15	–	
	2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582		35	–	
(I_C = 150 m A c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581		40	120	
	2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582		100	300	
(I_C = 150 m A c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.)	2N2218, A, 2N2221, A, 2N5581		20	–	
	2N2219, A, 2N2222, A, 2N5582		50	–	
(I_C = 500 m A c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)	2N2218, 2N2221		20	–	
	2N2219, 2N2222		30	–	
	2N2218A, 2N2221A, 2N5581		25	–	
	2N2219A, 2N2222A, 2N5582		40	–	
Tensiunea de saturaţie colector-emitor		$V_{CE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 150 mA c.c., I_B = 15 mA c.c.)	Fără A		–	0,4	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		–	0,3	
(I_C = 500 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)	Fără A		–	1,6	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		–	1,0	
Tensiunea de saturaţie bază-emitor		$V_{BE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 150 m A c.c., I_B = 15 mA c.c.)	Fără A		0,6	1,3	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		0,6	1,2	
(I_C = 500 mA c.c., I_B = 50 mA c.c.)	Fără A		–	2,6	
	Cu A, 2N5581, 2N5582		–	2,0	

FIGURA 5-56

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

43. Proiectați un circuit cu baza polarizată dintr-o aceeași sursă cu colectorul, care furnizează tensiunea continuă de 15 V, curentul maxim ($I_{CC(max)}$) preluat din sursă fiind de 10 mA. Valorile impuse pentru PSF sunt: I_C = 5 mA, V_{CE} = 5 V. Tranzistorul este de tipul 2N3903. Pentru $\beta_{c.c.}$ se ia în calcule valoarea medie.

44. Proiectați un circuit de polarizare cu sursă separată pentru emitor, cele două surse furnizând tensiuni continue de +12 V și –12 V. Valoarea maximă a I_{CC} trebuie să fie de 20 mA, iar PSF se află la 10 mA și 4 V. Tranzistorul este de tipul 2N3904.

45. Proiectați un circuit de polarizare prin divizor de tensiune cu următorii parametri: V_{CC} = 9 V, $I_{CC(max)}$ = 5 mA, I_C = 1,5 mA, V_{CE} = 3 V. Tranzistorul este de tipul 2N3904.

46. Proiectați un circuit de polarizare cu reacție în colector, cu tranzistor 2N2222, pentru care V_{CC} = 5 V, I_C = 10 mA și V_{CE} = 1,5 V.

47. Poate fi înlocuit tranzistorul 2N3904 din fig. 5-54 cu un tranzistor 2N2222A, cu condiția menținerii aceleiași plaje a tensiunii de ieșire când temperatura variază între 45°C și 55°C?

48. Determinați câștigul minim în c.c. al unui tranzistor 2N2222 la temperaturile de –55°C, 25°C și 175°C, V_{CE} fiind de 1 V. Consultați, în acest scop, graficul din fig. 5-57 și fragmentul de foaie de catalog din fig. 5-56.

49. Blocul CAD din sistemul industrial de reglare a temperaturii, prezentat în fig. 5-34, trebuie reproiectat. Rezistența de intrare a noului CAD va fi de 10 kΩ. Ce efect va avea această modificare asupra circuitului de conversie temperatură / tensiune?

50. Studiați posibilitatea reproiectării circuitului de conversie temperatură / tensiune din fig. 5-35 astfel încât să fie alimentat de la o sursă de tensiune continuă de 5,1 V și să păstreze la ieșire aceeași plajă de tensiune la variația temperaturii termistorului între 46°C și 54°C.

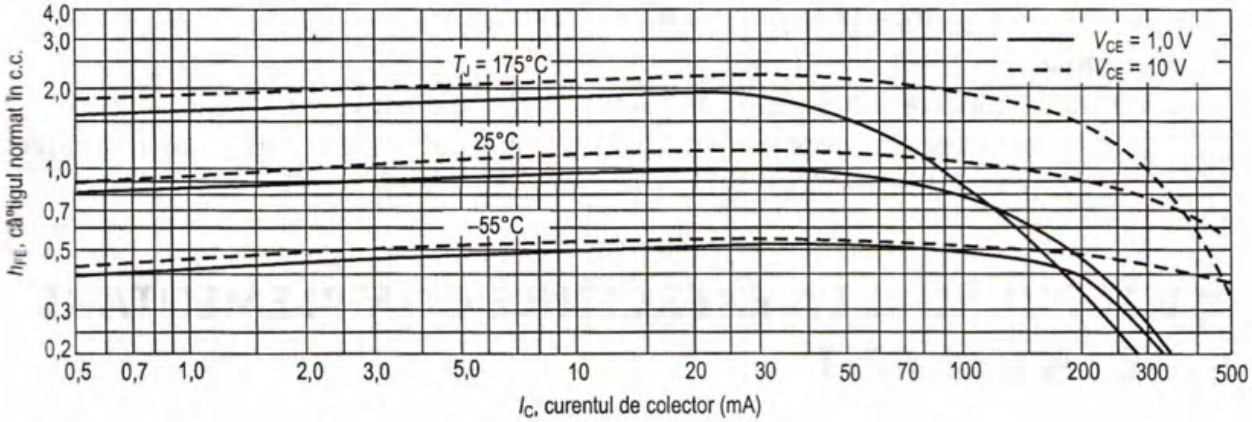


FIGURA 5-57

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 5-1

1. Limita superioară a dreptei de sarcină se află la $I_{C(sat)}$ și $V_{CE(sat)}$. Limita inferioară se află la I_C = 0 și $V_{CE(blocare)}$.
2. PSF este punctul cu coordonatele date de condițiile de polarizare a tranzistorului, și anume V_{CE} și I_C.

3. Regiunea de saturație începe de la intersecția dreptei de sarcină cu ramura verticală a curbei curentului de colector. Blocarea are loc la intersecția dreptei de sarcină cu graficul trasat pentru $I_B = 0$.
4. PSF trebuie centrat pe dreapta de sarcină pentru valoarea maximă a V_{CC}.

Secțiunea 5-2

1. Circuitul cu baza polarizată din V_{CC} nu necesită două surse de tensiune separate.
2. Parametrii circuitului cu baza polarizată de la V_{CC} variază cu beta.
3. PSF se modifică din cauza variației cu temperatura a parametrilor $\beta_{c.c.}$ și V_{CE}.

Secțiunea 5-3

1. Parametrii circuitului cu emitorul polarizat din sursă separată variază mult mai puțin în funcție de beta decât cei ai circuitului cu baza polarizată din V_{CC}.
2. $V_E = V_B - 0{,}7$ V; $V_E = V_B + 0{,}7$ V
3. Circuitul cu emitorul polarizat din sursă separată necesită două surse de tensiune.
4. $I_E = 14{,}3$ V/10 kΩ = 1,43 mA

Secțiunea 5-4

1. $R_{IN(bază)} = V_{IN}/I_{IN} = 5$ V/5 μA = 1 MΩ
2. $R_{IN(bază)} = \beta_{c.c.}R_E = 190(1\text{ k}\Omega) = 190\text{ k}\Omega$
3. $V_B = 5$ V
4. Polarizarea prin divizor de tensiune conferă stabilitate mai bună și necesită o singură sursă de tensiune.

Secțiunea 5-5

1. I_C crește ca urmare a creșterii $\beta_{c.c.}$, ducând la scăderea V_C și, în consecință, a căderii de tensiune pe R_B, reducând astfel valoarea I_B.
2. $I_B = (V_C - V_{BE})/R_B = (4\text{ V} - 0{,}7\text{ V})/47\text{ k}\Omega = 70{,}2\ \mu\text{A}$

Secțiunea 5-6

1. Un tranzistor este saturat când $V_{CE} = 0$ V și blocat când $V_{CE} = V_{CC}$.
2. R_E este întrerupt deoarece joncțiunea BE a tranzistorului a rămas polarizată direct.
3. Dacă R_C este întrerupt, V_C este cu aproximativ 0,7 V mai mică decât V_B.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

5-1 $I_{C(PSF)} = 19{,}8$ mA; $V_{CE(PSF)} = 4{,}2$ V; $I_{b(vârf)} = 42$ μA
5-2 $\Delta I_C = 150\%$; $\Delta V_{CE} = 53{,}7\%$
5-3 $I_E = 3{,}61$ mA; $I_C \cong 3{,}61$ mA; $V_{CE} = 15{,}6$ V
5-4 $\Delta I_C = 2{,}40\%$; $\Delta V_{CE} = -3{,}87\%$
5-5 Mai puțin negativ; Nu; –11,3 V
5-6 54,6 kΩ
5-7 $V_{CE} = 2{,}56$ V, $I_C = 4{,}77$ mA
5-8 $I_C \cong 2{,}29$ mA, $V_{EC} = 2{,}67$ V
5-9 214
5-10 $I_C = 0{,}894$ mA, $V_{CE} = 1{,}06$ V

CAPITOLUL 6

Amplificatoare de semnal mic cu tranzistoare bipolare

Conținutul capitolului

6-1 Funcționarea amplificatoarelor de semnal mic
6-2 Circuitele echivalente de c.a. ale tranzistorului
6-3 Amplificatoare cu emitorul comun
6-4 Amplificatoare cu colectorul comun
6-5 Amplificatoare cu baza comună
6-6 Amplificatoare cu mai multe etaje
6-7 Depanare
6-8 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

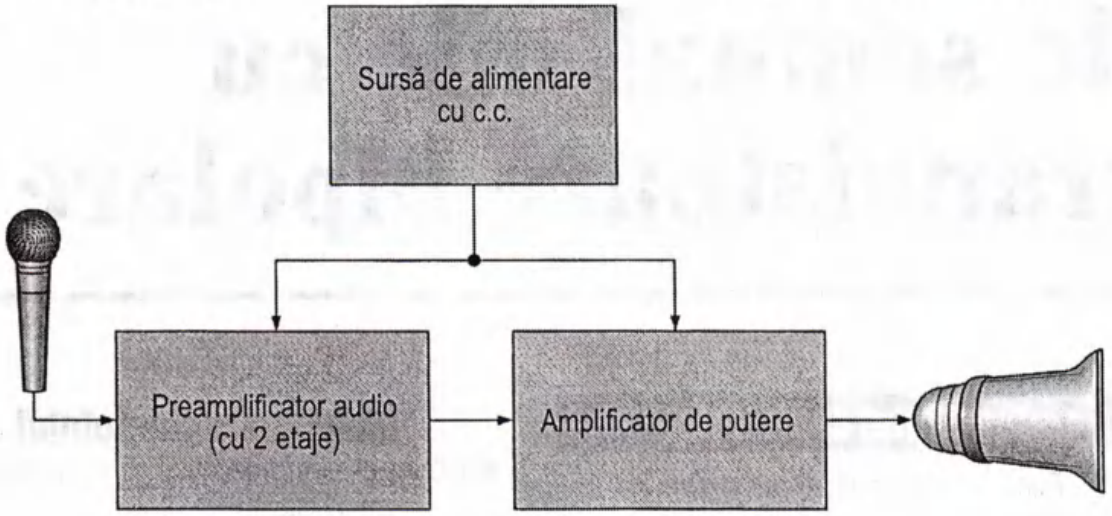
- Înțelegerea conceptului de amplificatoare de semnal mic
- Identificarea și folosirea parametrilor interni ai tranzistorului
- Înțelegerea și analizarea funcționării amplificatoarelor cu emitorul comun
- Înțelegerea și analizarea funcționării amplificatoarelor cu colectorul comun
- Înțelegerea și analizarea funcționării amplificatoarelor cu baza comună
- Prezentarea amplificatoarelor cu mai multe etaje și analizarea funcționării lor
- Depanarea circuitelor de amplificare

Introducere

Cunoștințele dobândite în capitolul 5 despre polarizarea tranzistoarelor vor fi aplicate acum, când vom studia modul de utilizare a tranzistoarelor bipolare cu joncțiuni în circuite de amplificare de semnal mic. Cuvintele *semnal mic* desemnează faptul că semnalele utilizate se suprapun în relativ mică măsură pe domeniul de lucru al amplificatorului, adică pe o porțiune restrânsă a dreptei de sarcină. Pe lângă aceasta, veți învăța să reprezentați un amplificator prin circuitele sale echivalente de c.c. și c.a., pentru facilitarea analizării lui. Vor fi prezentate și câteva noțiuni referitoare la amplificatoarele cu mai multe etaje.

Aplicația practică

Aplicația practică din acest capitol are ca obiect un circuit de preamplificare al unui sistem de amplificare audio pentru spații largi. Sistemul complet este format din preamplificator, amplificator de putere și sursă de alimentare cu c.c. În acest capitol ne vom ocupa de preamplificator, iar în următorul capitol, de amplificatorul de putere. Primul lucru pe care trebuie să-l faceți este să acumulați cât mai multe cunoștințe despre funcționarea amplificatoarelor. Apoi le veți folosi la soluționarea problemelor practice din secțiunea 6-8.



6-1 FUNCȚIONAREA AMPLIFICATOARELOR DE SEMNAL MIC

Polarizarea tranzistoarelor implică exclusiv mărimile de c.c. Scopul polarizării este stabilirea unui PSF în jurul căruia să poată varia curentul și tensiunea ca răspuns la aplicarea la intrare a unui semnal de c.a. În cazurile în care este necesară amplificarea unor semnale de nivel redus – de la antene, microfoane etc. –, variațiile din jurul PSF sunt relativ mici. Amplificatoarele destinate prelucrării unor asemenea semnale se numesc amplificatoare de semnal mic.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să înțelegeți conceptul de amplificator de semnal mic

- ▶ Să interpretați notațiile folosite pentru mărimile de c.c. și de c.a.
- ▶ Să prezentați principiul de funcționare al amplificatoarelor de semnal mic
- ▶ Să analizați funcționarea pe dreapta de sarcină în c.a.
- ▶ Să descrieți inversarea de fază

Mărimi de c.a.

În capitolele anterioare, mărimile de c.c. au fost desemnate prin indici scriși cu majuscule obișnuite (necursive), ca, de exemplu, I_C, I_E, V_C și V_{CE}. Pentru valorile de c.a. eficace, de vârf sau vârf la vârf ale tensiunilor și curenților vom folosi ca indici litere mici cursive, ca, de exemplu, I_c, I_e, I_b, V_c și V_{ce} (în lipsa oricărei mențiuni, se consideră că valorile sunt cele eficace). Pentru valorile instantanee se utilizează numai litere mici cursive – i_c, i_e, i_b și v_{ce}. Figura 6-1 ilustrează modul în care vor fi utilizate aceste notații, exemplificat pe o formă de undă.

În afară de curenți și tensiuni, și rezistențele prezintă deseori valori diferite, după cum circuitul din care fac parte este analizat în c.a. sau în c.c. Indicii scriși cu literă mică reprezintă valoarea de c.a. a unei rezistențe. De exemplu, R_c este rezistența din colector în c.a., iar R_C este rezistența din colector în c.c. Veți înțelege mai târziu necesitatea de a face această deosebire.

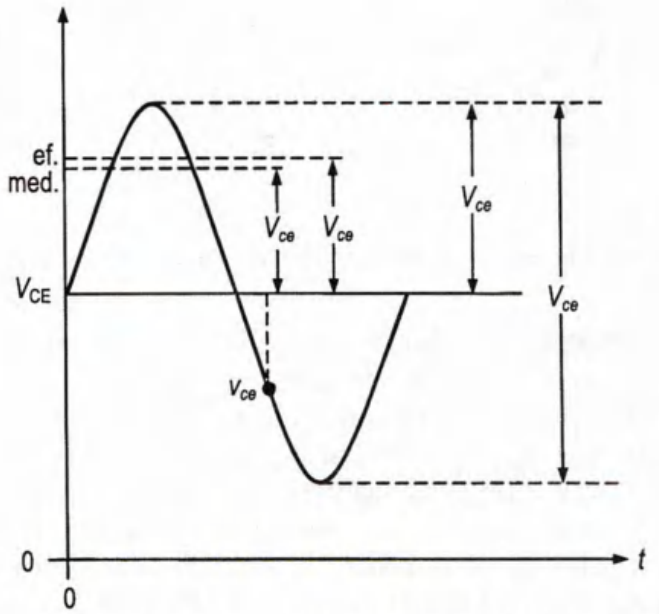


FIGURA 6-1

V_{ce} poate reprezenta valoarea eficace, medie, de vârf sau vârf la vârf, însă, în lipsa oricărei mențiuni, se consideră ca fiind valoarea eficace. v_{ce} poate reprezenta orice valoare instantanee a graficului.

Valorile rezistențelor *interne* ale tranzistorului sunt notate cu r'. De exemplu, rezistența internă de c.a. a emitorului se notează r'_e.

Amplificatorul de semnal mic

În fig. 6-2 este reprezentat un tranzistor polarizat prin divizor de tensiune, la intrarea căruia se aplică un semnal sinusoidal dintr-o sursă cuplată capacitiv cu baza prin C_1 și având la ieșire o sarcină cuplată capacitiv cu colectorul prin C_2. Condensatoarele de cuplaj blochează componenta continuă, împiedicând astfel modificarea tensiunilor continue de polarizare din bază și colector din cauza rezistenței sursei, R_g*, și a rezistenței de sarcină, R_S. În c.a., condensatoarele reprezintă, teoretic, scurtcircuite. Tensiunea sinusoidală furnizată de sursă produce variația sinusoidală a tensiunii din bază de o parte și de cealaltă a nivelului tensiunii continue de polarizare. Variația rezultată în curentul de bază are ca efect o variație mai amplă a curentului de colector datorită câștigului în curent ce caracterizează tranzistorul.

* În original s-a folosit notația R_s. Am preferat aici notația R_g (*generator*) pentru a nu se confunda cu R_S – rezistența de sarcină. (n.t.)

La creșterea curentului sinusoidal de colector, tensiunea din colector scade. Curentul de colector ia valori de o parte și de cealaltă a valorii de PSF, fiind în fază cu curentul de bază. Tensiunea sinusoidală colector-emitor ia valori de o parte și de alta a valorii sale de PSF, fiind defazată cu 180° față de tensiunea din bază, așa cum ilustrează fig. 6-2. Tranzistoarele prezintă totdeauna un defazaj de 180° între tensiunea din bază și cea din colector.

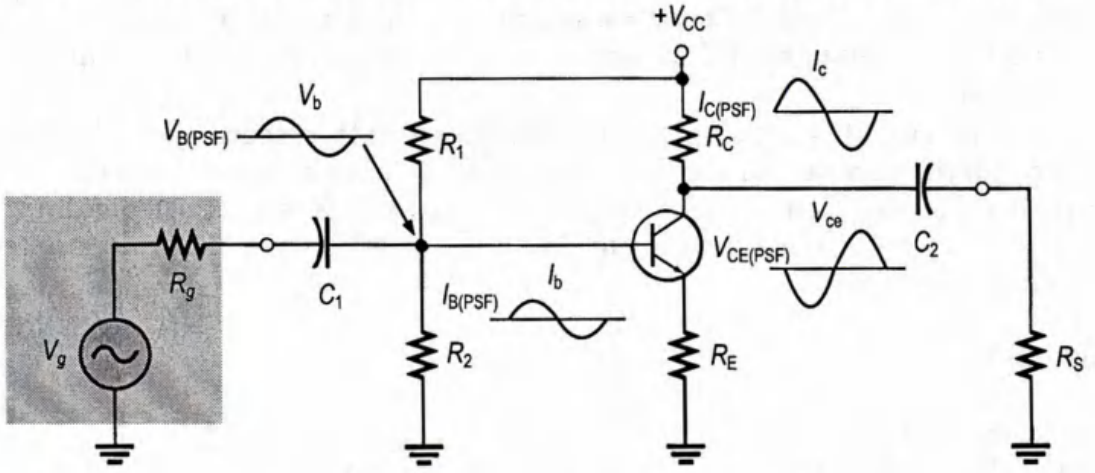


FIGURA 6-2

Amplificator polarizat prin divizor de tensiune, comandat de o sursă de tensiune alternativă cu rezistența internă R_g.

Ilustrare grafică Modul de funcționare descris mai sus poate fi ilustrat folosind curbele caracteristicilor curentului de colector, ca acelea din fig. 6-3. Tensiunea sinusoidală aplicată în bază produce un curent de bază ce variază de o parte și de cealaltă a PSF de pe dreapta de sarcină în c.a., așa cum indică săgețile. Proiecțiile vârfurilor curentului de bază pe axele I_C și V_{CE} delimitează variațiile vârf la vârf ale curentului de colector și, respectiv, tensiunii colector-emitor, cum puteți observa. Dreapta de sarcină în c.a. se deosebește de cea în c.c. prin faptul că, practic, rezistența din colector în c.a. este R_S în paralel cu R_C, valoarea grupării fiind mai mică decât cea exclusiv a rezistenței din colector în c.c., când R_S nu apare în paralel. Diferența care apare între dreptele de sarcină în c.c. și în c.a. va fi discutată mai detaliat în capitolul 7, referitor la amplificatoarele de putere.

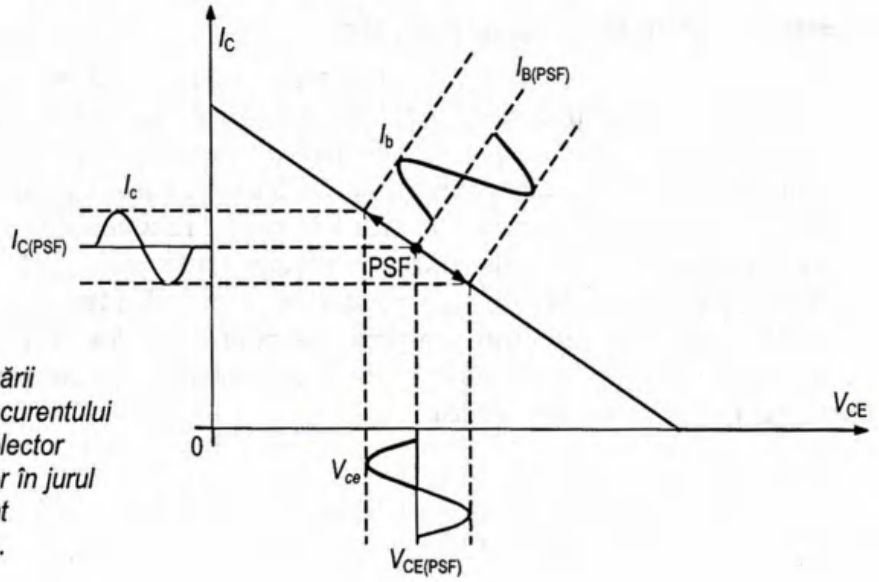


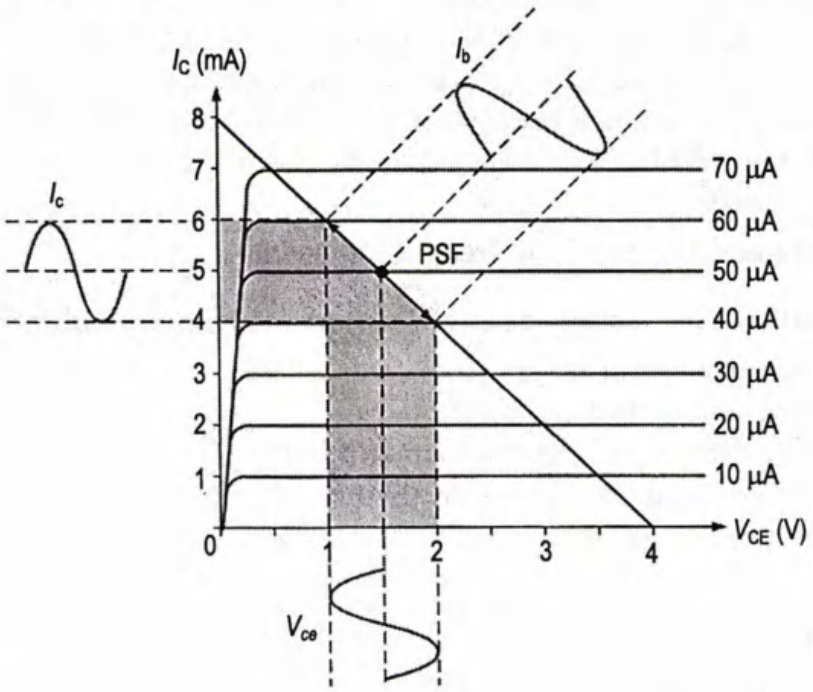
FIGURA 6-3

Ilustrarea grafică a funcționării amplificatorului, cu variația curentului de bază, a curentului de colector și a tensiunii colector-emitor în jurul valorilor de PSF. I_c și I_b sunt reprezentați la scări diferite.

EXEMPLUL 6-1

Regiunea de pe dreapta de sarcină în c.a. în care funcționează un amplificator ocupă câte 10 μA de o parte și de cealaltă a valorii de PSF a curentului de bază, care este de 50 μA, ca în fig. 6-4. Determinați din grafic valorile vârf la vârf ale curentului de colector și tensiunii colector-emitor.

FIGURA 6-4



Rezolvare

Proiecțiile trasate pe graficul din fig. 6-4 indică o variație a curentului de colector de la 6 mA la 4 mA , cu valoarea vârf la vârf de **2 mA**, iar tensiunea colector-emitor variază între 1 V și 2 V, cu valoarea vârf la vârf de **1 V**.

Exercițiu complementar Care sunt valorile I_C și V_{CE} în PSF pentru circuitul din fig. 6-4?

SECȚIUNEA 6-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Când I_b ia valoarea de vârf pozitivă, I_c are valoarea de vârf ....., iar V_{ce} are valoarea de vârf .....
2. Ce deosebire este între V_{CE} și V_{ce}?
3. Ce deosebire este între R_e și r'_e?

6-2 CIRCUITELE ECHIVALENTE DE C.A. ALE TRANZISTORULUI

Pentru a ne putea imagina mai uşor modul în care funcţionează tranzistorul într-un circuit de amplificare, este adesea util să-l reprezentăm prin circuitul său echivalent. Un asemenea circuit operează cu diverşi parametri interni ai tranzistorului pentru a realiza un model al funcţionării acestuia. În această secţiune sunt descrise două tipuri de circuite echivalente. Unul utilizează parametrii hibrizi sau *h*, iar celălalt, parametrii *r* sau rezistivi.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să identificaţi şi să utilizaţi parametrii interni ai tranzistorului

- ▶ Să definiţi parametrii *h*
- ▶ Să reprezentaţi un tranzistor prin circuitul său echivalent cu parametrii *h*
- ▶ Să stabiliţi echivalenţa dintre parametrii *h* şi *r*
- ▶ Să reprezentaţi un tranzistor prin circuitul său echivalent cu parametrii *r*
- ▶ Să faceţi deosebirea între valorile de c.c. şi de c.a. ale parametrului beta

Parametrii *h*

Având în vedere că parametrii *h* (hibrizi) – h_i, h_r, h_f, h_o – sunt, de obicei, înscrişi în cataloage (ca în fig. 6-5), înseamnă că ei prezintă importanţă. Parametrii aceştia sunt specificaţi de producători deoarece pot fi măsuraţi relativ uşor.

Cei patru parametri fundamentali *h* şi semnificaţiile lor se găsesc în tabelul 6-1. Fiecare dintre ei are indicele format din două litere, cea de-a doua literă reprezentând configuraţia circuitului – cu emitorul comun (*e*), cu baza comună (*b*) sau cu colectorul comun (*c*) – cum apar în tabelul 6-2.

Cele trei configuraţii de circuite de amplificare sunt următoarele:

- Un circuit este de tipul **cu emitorul comun** dacă emitorul este conectat la masă în c.a., semnalul de intrare se aplică în bază, iar semnalul de ieşire se culege din colector. (Cuvântul *comun* se referă la punctul de masă sau la un alt punct comun de referinţă.)
- Un circuit este de tipul **cu colectorul comun** când colectorul este conectat la masă în c.a., semnalul de intrare se aplică în bază, iar semnalul de ieşire se culege din emitor.
- Un circuit este de tipul **cu baza comună** dacă baza este conectată la masă în c.a., semnalul de intrare se aplică în emitor, iar semnalul de ieşire se culege din colector.

Caracteristicile celor trei configuraţii de amplificatoare cu tranzistoare bipolare vor fi examinate mai târziu, pe parcursul acestui capitol.

Definiţia parametrilor *h* Fiecare parametru *h* rezultă din măsurarea în c.a. a caracteristicilor de lucru ale tranzistorului. h_i este rezistenţa în c.a. văzută la intrarea tranzistorului cu ieşirea în scurtcircuit, ca în fig. 6-6(a) în cazul configuraţiei cu emitorul comun. h_{ie} este raportul dintre tensiunea de intrare (V_b) şi curentul de intrare (I_b), conform expresiei:

$$h_{ie} = \frac{V_b}{I_b}$$

Caracteristici de semnal mic (T_A = 25°C în lipsa altei menţiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Max.	Unit.
Capacitatea de ieşire (V_{CB} = 5,0 Vc.c., I_E = 0, f = 1,0 MHz)		C_{obo}	–	4,0	pF
Capacitatea de intrare (V_{BE} = 0,5 Vc.c., I_C = 0, f = 1,0 MHz)		C_{ibo}	–	8,0	pF
Impedanţa de intrare		h_{ie}			kΩ
(I_C = 1,0 mAc.c., V_{CE} = 10 Vc.c., f = 1,0 kHz)	2N3903		1,0	8,0	
	2N3904		1,0	10	
Factorul de reacţie în tensiune		h_{re}			$\times 10^{-4}$
(I_C = 1,0 mAc.c., V_{CE} = 10 Vc.c., f = 1,0 kHz)	2N3903		0,1	5,0	
	2N3904		0,5	8,0	
Câştigul în curent la semnal mic		h_{fe}			–
(I_C = 1,0 mAc.c., V_{CE} = 10 Vc.c., f = 1,0 kHz)	2N3903		50	200	
	2N3904		100	400	
Admitanţa de ieşire (I_C = 1,0 mAc.c., V_{CE} = 10 Vc.c., f = 1,0 kHz)		h_{oe}	1,0	40	$\mu\Omega^{-1}$ sau μS
Factorul de zgomot		F			dB
(I_C = 100 μAc.c., V_{CE} = 5,0 Vc.c., R_S = 1,0 kΩ,	2N3903		–	6,0	
f = 1,0 kHz)	2N3904		–	5,0	

FIGURA 6-5

Fragment dintr-o foaie de catalog aferentă tranzistoarelor 2N3903 şi 2N3904.

TABELUL 6-1

Parametrii fundamentali de c.a. h.

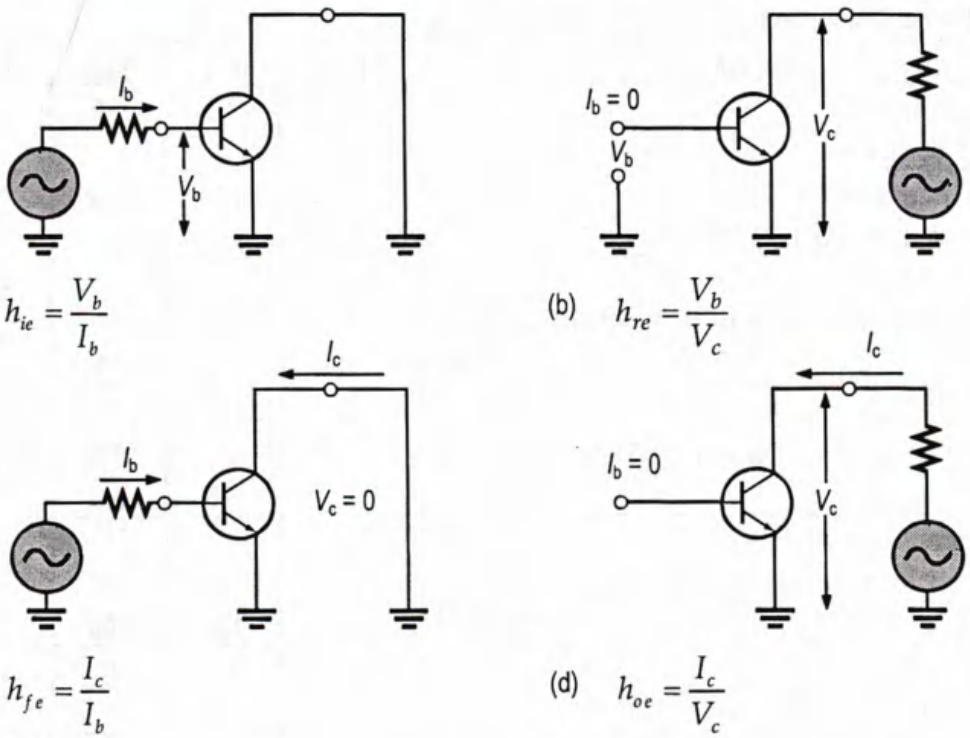
Parametrul *h*	Semnificaţie	Condiţii
h_i	Impedanţa (rezistenţa) de intrare	Ieşirea în scurtcircuit
h_r	Factorul de reacţie în tensiune	Intrarea în gol
h_f	Câştigul în curent în buclă deschisă	Ieşirea în scurtcircuit
h_o	Admitanţa (conductanţa) de ieşire	Intrarea în gol

TABELUL 6-2

Indicii parametrilor h în cele trei configuraţii de circuit.

Configuraţia	Parametrii *h*
Emitor comun	h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}
Bază comună	h_{ib}, h_{rb}, h_{fb}, h_{ob}
Colector comun	h_{ic}, h_{rc}, h_{fc}, h_{oc}

h_r arată ce proporţie din tensiunea de ieşire se întoarce la intrare, cu intrarea în gol. Circuitul de măsură pentru cazul montajului cu emitorul comun este cel din fig. 6-6(b). h_{re} este raportul dintre tensiunea de intrare (V_b) şi tensiunea de ieşire (V_c).



(a) $h_{ie} = \dfrac{V_b}{I_b}$ (b) $h_{re} = \dfrac{V_b}{V_c}$

(c) $h_{fe} = \dfrac{I_c}{I_b}$ (d) $h_{oe} = \dfrac{I_c}{V_c}$

FIGURA 6-6

Circuitele echivalente de c.a. pentru definirea parametrilor h, în configurația cu emitorul comun.

$$h_{re} = \frac{V_b}{V_c}$$

h_f este câștigul în curent în buclă deschisă, măsurat cu ieșirea (colectorul) în scurtcircuit, ca în fig. 6-6(c). În cazul configurației cu emitorul comun, h_{fe} are expresia:

$$h_{fe} = \frac{I_c}{I_b}$$

În fine, h_o este conductanța văzută la ieșire cu intrarea în gol, ca în fig. 6-6(d). Unitatea de măsură pentru h_o se numește siemens (S). Pentru configurația cu emitorul comun, h_{oe} este dat de formula:

$$h_{oe} = \frac{I_c}{V_c}$$

Tabelul 6-3 cuprinde formulele parametrilor *h* pentru cele trei configurații de amplificatoare.

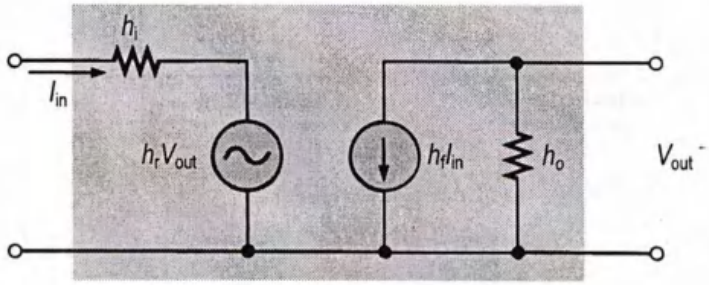
TABELUL 6-3

Expresiile parametrilor h pentru cele trei configurații de amplificatoare.

Emitor comun	Bază comună	Colector comun
$h_{ie} = V_b/I_b$	$h_{ib} = V_e/I_e$	$h_{ic} = V_b/I_b$
$h_{re} = V_b/V_c$	$h_{rb} = V_e/V_c$	$h_{rc} = V_b/V_e$
$h_{fe} = I_c/I_b$	$h_{fb} = I_c/I_e$	$h_{fc} = I_e/I_b$
$h_{oe} = I_c/V_c$	$h_{ob} = I_c/V_c$	$h_{oc} = I_e/V_e$

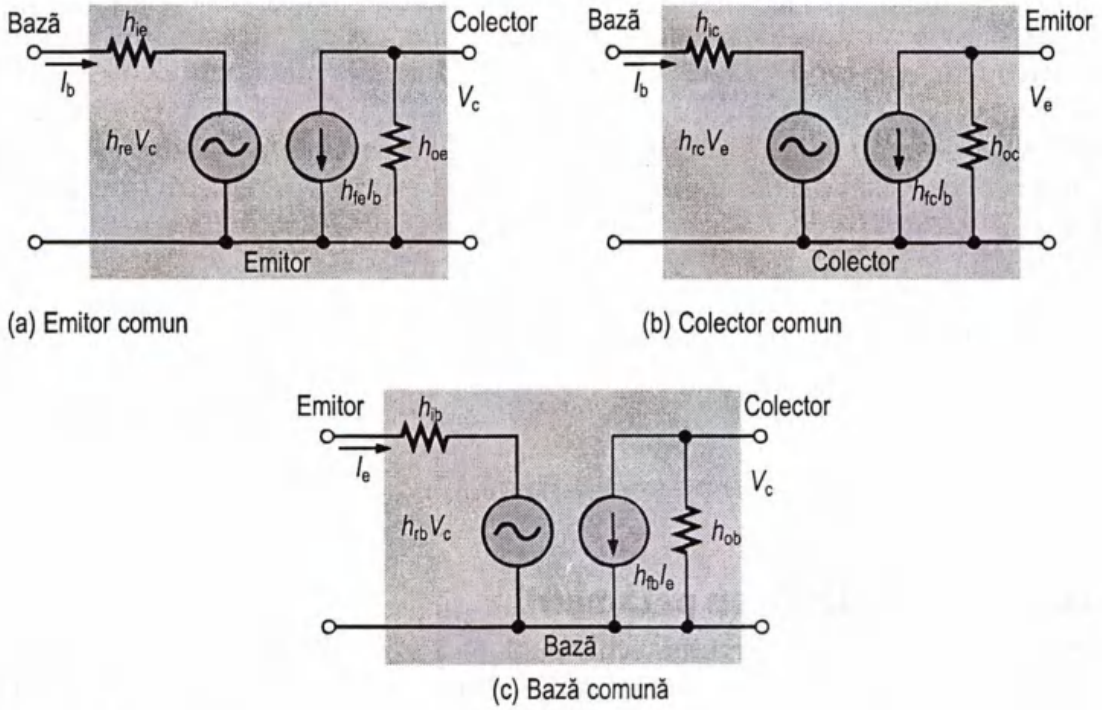
FIGURA 6-7

Circuitul echivalent cu parametrii h generalizați pentru un tranzistor bipolar cu joncțiuni.



Circuitele echivalente cu parametrii hibrizi

Schema de principiu a circuitului echivalent cu parametrii h al unui tranzistor bipolar cu joncțiuni este prezentată în fig. 6-7. Rezistența de intrare, h_i, apare în serie la intrare. Factorul de reacție în tensiune de la ieșire la intrare, h_r, se înmulțește cu tensiunea de ieșire ($h_r V_{out}$), obținându-se o sursă de tensiune echivalentă în serie cu intrarea. Câștigul în curent în buclă deschisă, h_f, se înmulțește cu curentul de intrare ($h_f I_{in}$), rezultând la ieșire o sursă de curent echivalentă. Conductanța de ieșire, h_o, se vede la bornele de ieșire. Concret, există trei configurații de circuit echivalent cu parametrii hibrizi: cu emitorul comun, cu baza comună și cu colectorul comun, prezentate în fig. 6-8.



(a) Emitor comun

(b) Colector comun

(c) Bază comună

FIGURA 6-8

Circuitele echivalente cu parametrii h pentru cele trei configurații de amplificatoare.

Parametrii *r*

Parametrii r sau rezistivi s-ar putea să vi se pară mai ușor de utilizat decât parametrii h. Cei cinci parametri r sunt prezentați în tabelul 6-4. Reamintim că r' desemnează o valoare de rezistență internă a tranzistorului.

TABELUL 6-4

Parametrii r.

Parametrul *r*	Semnificație
$\alpha_{c.a.}$	alfa în c.a. (I_c/I_e)
$\beta_{c.a.}$	beta în c.a. (I_c/I_b)
r'_e	rezistența în c.a. a emitorului
r'_b	rezistența în c.a. a bazei
r'_c	rezistența în c.a. a colectorului

Relațiile dintre parametrii *h* și *r*

Raporturile $\alpha_{c.a.}$ și $\beta_{c.a.}$, între curenții alternativi, sunt chiar parametri *h*:

$$\alpha_{c.a.} = h_{fb} \tag{6-1}$$

$$\beta_{c.a.} = h_{fe} \tag{6-2}$$

Amintiți-vă că în capitolele precedente am lucrat cu $\alpha_{c.c.}$ și $\beta_{c.c.}$. Aceștia sunt parametri de c.c. și uneori valorile lor diferă de cele de c.a. Vom prezenta mai târziu deosebirea dintre $\beta_{c.c.}$ și $\beta_{c.a.}$.

Având în vedere că în foile de catalog apar adesea doar parametrii *h* pentru configurația cu emitorul comun, găsiți mai jos formulele prin care se exprimă parametrii *r* în funcție de parametrii *h*, în această configurație. În continuarea cărții vom lucra cu parametrii *r*.

$$r'_e = \frac{h_{re}}{h_{oe}}$$

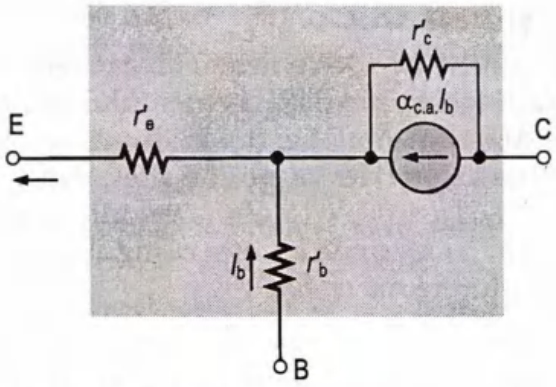
$$r'_c = \frac{h_{re} + 1}{h_{oe}}$$

$$r'_b = h_{ie} - \frac{h_{re}}{h_{oe}}(1 + h_{fe})$$

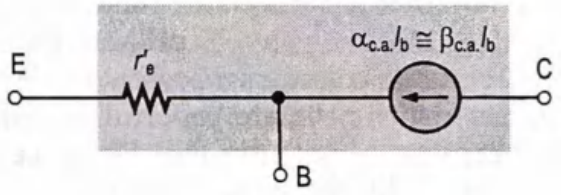
Circuitele echivalente cu parametrii *r*

În fig. 6-9(a) este prezentat circuitul echivalent, cu parametrii *r*, al tranzistorului bipolar cu joncțiuni. Pentru analiza de principiu, schema poate fi simplificată după cum urmează: Influența rezistenței bazei în c.a. este, de obicei, suficient de mică pentru a putea fi neglijată, deci r'_b poate fi înlocuită printr-un scurtcircuit. Rezistența în c.a. a colectorului, r'_c, este de câteva sute de kiloohmi și poate fi reprezentată ca gol. Circuitul echivalent simplificat, cu parametrii *r*, rezultat în urma acestor aproximări este cel din fig. 6-9(b).

Iată cum se interpretează acest circuit echivalent din punctul de vedere al funcționării în c.a. a tranzistorului: Rezistența r'_e apare între terminalele emitorului și bazei. Aceasta este rezistența „văzută" spre emitorul unui tranzistor polarizat direct. Colectorul se comportă, practic, ca o sursă de curent cu valoarea $\alpha_{c.a.}I_e$ sau cu valoarea echivalentă $\beta_{c.a.}I_b$. Aceste valori sunt notate lângă reprezentările tranzistorului din fig. 6-10.



(a) Circuitul echivalent general, cu parametrii *r*, al tranzistorului bipolar cu joncțiuni



(b) Circuitul echivalent simplificat, cu parametrii *r*, al tranzistorului bipolar cu joncțiuni

FIGURA 6-9

Circuitele echivalente cu parametrii r.

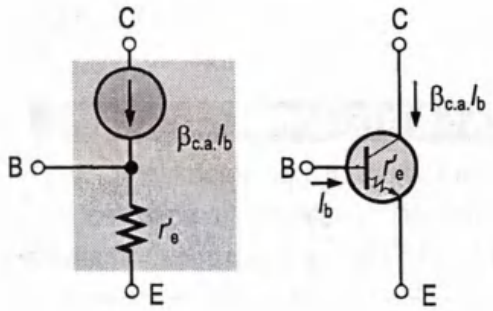


FIGURA 6-10

Echivalența dintre circuitul cu parametrii r și reprezentarea simbolică a tranzistorului.

Formula rezistenței r'_e

Pentru analizarea unui amplificator, cel mai important parametru *r* este r'_e. În loc să obținem această valoare în funcție de parametrii *h*, este mai simplu să o calculăm cu aproximație din ecuația (6-3).

$$r'_e \cong \frac{25\text{ mV}}{I_E} \tag{6-3}$$

Deși formula este simplă, obținerea ei este complicată, de aceea este prezentată în anexa B.

EXEMPLUL 6-2

Aflați r'_e a unui tranzistor care funcționează cu un curent continuu de emitor de 2 mA.

Rezolvare

$$r'_e \cong \frac{25\text{ mV}}{I_E} = \frac{25\text{ mV}}{2\text{ mA}} = \mathbf{12{,}5\ \Omega}$$

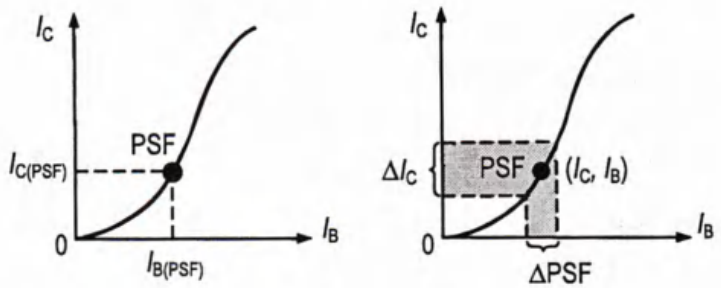
Exercițiu complementar Ce valoare are I_E dacă $r'_e = 8\ \Omega$?

Comparația între beta în c.a. ($\beta_{c.a.}$) și beta în c.c. ($\beta_{c.c.}$)

La tranzistoarele obișnuite, caracteristica I_C funcție de I_B este neliniară, ca aceea din fig. 6-11(a). Dacă alegem pe curbă un PSF și considerăm o variație a curentului de bază ΔI_B, curentul de colector va prezenta o variație ΔI_C, cum arată fig. (b). În diverse puncte ale caracteristicii neliniare, raportul $\Delta I_C/\Delta I_B$ va lua valori diferite, posibil altele decât valoarea raportului I_C/I_B din PSF. Deoarece $\beta_{c.c.} = I_C/I_B$ și $\beta_{c.a.} = \Delta I_C/\Delta I_B$, valorile acestor mărimi pot fi diferite. Amintiți-vă că $\beta_{c.c.} = h_{FE}$ și $\beta_{c.a.} = h_{fe}$, unde h_{FE} este câștigul în c.c. în buclă deschisă, menționat, de obicei, în cataloage împreună cu h_{fe}.

FIGURA 6-11

Graficul I_C funcție de I_B ilustrează deosebirea dintre $\beta_{c.c.} = I_C/I_B$ și $\beta_{c.a.} = \Delta I_C/\Delta I_B$.



(a) $\beta_{c.c.} = I_C/I_B$ în PSF (b) $\beta_{c.a.} = \Delta I_C/\Delta I_B$

SECȚIUNEA 6-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Explicați semnificația parametrilor: h_{ie}, h_{re}, h_{fe} și h_{oe}.
2. Care dintre parametrii *h* este echivalent cu $\beta_{c.a.}$?
3. Dacă I_E = 15 mA, ce valoare aproximativă are r'_e?

6-3 AMPLIFICATOARE CU EMITORUL COMUN

Acum, după ce cunoașteți în principiu modul de reprezentare a tranzistoarelor printr-un circuit echivalent de c.a., să trecem la analiza detaliată a unui circuit de amplificare. În această secțiune vom lucra cu configurația cu emitorul comun (EC). Amplificatoarele în EC sunt caracterizate de câștiguri mari în tensiune și curent. În secțiunile următoare vom studia și configurațiile cu colectorul comun și cu baza comună.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea amplificatoarelor cu emitorul comun

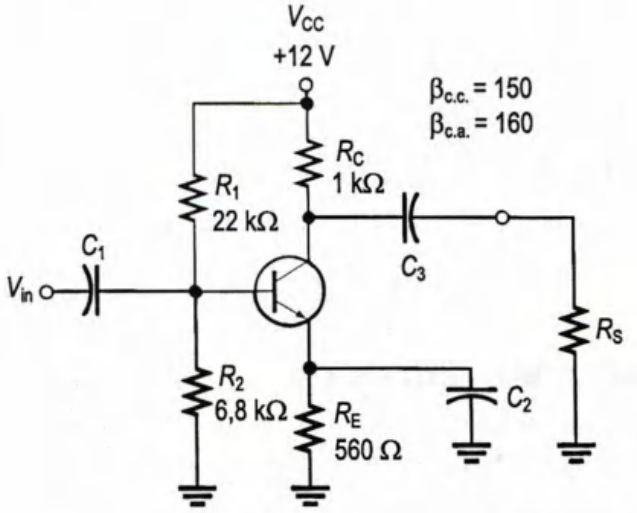
- ▶ Să reprezentați un amplificator în EC prin circuitul său echivalent de c.c.
- ▶ Să analizați funcționarea în c.c. a unui amplificator în EC
- ▶ Să reprezentați un amplificator în EC prin circuitul său echivalent de c.a.
- ▶ Să analizați funcționarea în c.a. a unui amplificator în EC
- ▶ Să calculați rezistența de intrare
- ▶ Să calculați rezistența de ieșire
- ▶ Să calculați câștigul în tensiune

- Să explicați rolul condensatorului de decuplare a rezistorului din emitor
- Să explicați decuplarea parțială a rezistorului din emitor, scopul și efectul ei
- Să prezentați influența rezistorului de sarcină asupra câștigului în tensiune
- Să prezentați defazarea cu 180° introdusă de amplificatoarele în EC
- Să calculați câștigul în curent
- Să calculați câștigul în putere

Figura 6-12 prezintă un amplificator cu emitorul comun, polarizat prin divizor de tensiune, cu condensatoarele de cuplaj C_1 și C_3 la intrare, respectiv la ieșire și cu un condensator de decuplare a rezistorului din emitor, conectat la masă, C_2. Prin circuit circulă atât curent continuu, cât și curent alternativ și vom face analiza sub ambele aspecte.

FIGURA 6-12

Amplificator cu emitorul comun.

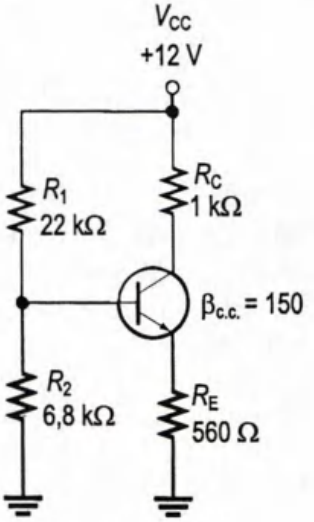


Analiza în c.c.

Pentru a analiza amplificatorul din fig. 6-12 trebuie să determinăm întâi valorile mărimilor de alimentare cu c.c. În acest scop vom desena circuitul echivalent de c.c. înlocuind condensatoarele cu întreruperi ale circuitului (amintiți-vă că un condensator apare în c.c. ca o întrerupere), ca în fig. 6-13.

FIGURA 6-13

Circuitul echivalent de c.c. al amplificatorului din figura 6-12.



Să ne amintim, din capitolul 5, că, în c.c., rezistența de intrare în bază se calculează astfel:

$$R_{IN(bază)} = \beta_{c.c.} R_E = (150)(560\ \Omega) = 84\ k\Omega$$

Întrucât $R_{IN(bază)}$ este, în cazul de față, mai mare decât de zece ori R_2, o vom neglija când calculăm tensiunea continuă din bază.

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{6{,}8\ k\Omega}{28{,}8\ k\Omega}\right) 12\ V = 2{,}83\ V$$

și:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2{,}83\ V - 0{,}7\ V = 2{,}13\ V$$

Deci:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2{,}13\ V}{560\ \Omega} = 3{,}80\ mA$$

Întrucât $I_C \cong I_E$, rezultă:

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 12 - (3{,}80\ mA)(1\ k\Omega) = 12\ V - 3{,}80\ V = 8{,}20\ V$$

În final:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 8{,}20\ V - 2{,}13\ V = 6{,}07\ V$$

Circuitul echivalent de c.a.

Pentru a analiza funcționarea cu semnal alternativ a amplificatorului este necesar să desenăm circuitul echivalent de c.a. al acestuia, astfel:

Condensatoarele C_1, C_2 și C_3 se înlocuiesc prin scurtcircuite deoarece considerăm că X_C = 0 Ω la frecvența semnalului.

Masa de semnal Sursa de alimentare cu c.c. se scurtcircuitează la masă. Considerăm că rezistența ei internă este de aproximativ 0 Ω, deci între bornele sursei nu apare nici o cădere de tensiune în c.a. În consecință, borna ce furnizează tensiunea V_{CC} în c.c. se află în c.a. la potențialul de zero volți, constituind *masa de c.a.*

Circuitul echivalent de c.a. al amplificatorului din fig. 6-12 apare în fig. 6-14(a). Remarcați că atât R_C, cât și R_1 au câte o bornă conectată la masa de c.a. deoarece, în ansamblul circuitului, acestea sunt conectate la V_{CC}, care a devenit acum masă de c.a.

În analiza în c.a., masa de semnal și masa întregului circuit se confundă din punct de vedere electric. Amplificatorul din fig. 6-12 are configurația cu emitorul comun deoarece condensatorul de decuplare* C_2 aduce emitorul la potențialul masei de c.a. (masa este punctul comun al circuitului).

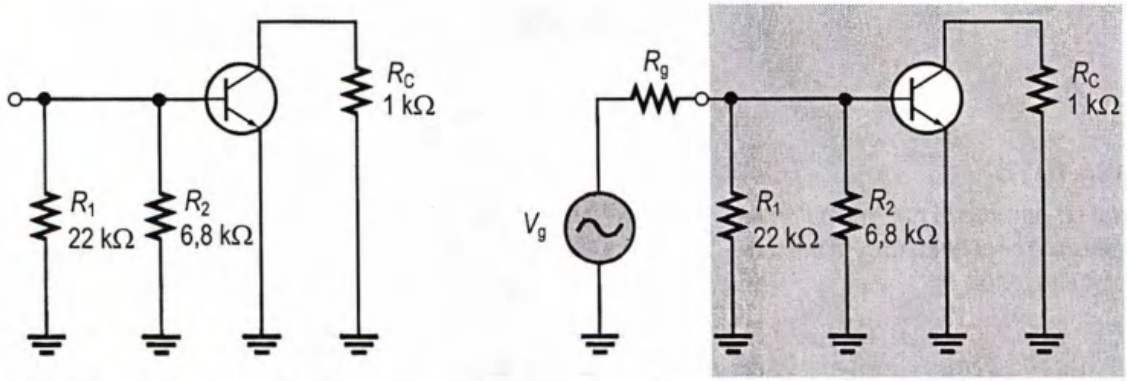
Tensiunea semnalului (de c.a.) în bază În fig. 6-14(b), la intrare apare conectată o sursă de tensiune alternativă. Dacă rezistența internă a sursei de c.a. este de 0 Ω, înseamnă că tensiunea furnizată de sursă se aplică integral pe terminalul bazei. Dacă însă rezistența internă a sursei de c.a. este diferită de zero, tensiunea semnalului aplicat în bază se determină ținând cont de trei factori. Aceștia sunt: *rezistența sursei, rezistența de polarizare* și *rezistența* (numită uneori *impedanță*) *de intrare* în bază. Situația descrisă este ilustrată în fig. 6-15(a) și

* În lb. engleză, *bypass* – de ocolire. (n.t.)

în continuare se face o simplificare prin gruparea în paralel a rezistențelor R_1, R_2 și $R_{in(bază)}$, echivalentă cu o rezistență totală de intrare, $R_{in(tot)}$, ca în fig. 6-15(b). După cum se observă, tensiunea sursei, V_g, se divide pe R_g (rezistența sursei) și $R_{in(tot)}$, așa încât tensiunea semnalului în baza tranzistorului se poate calcula cu formula divizorului de tensiune, astfel:

$$V_b = \left(\frac{R_{in(tot)}}{R_g + R_{in(tot)}} \right) V_g$$

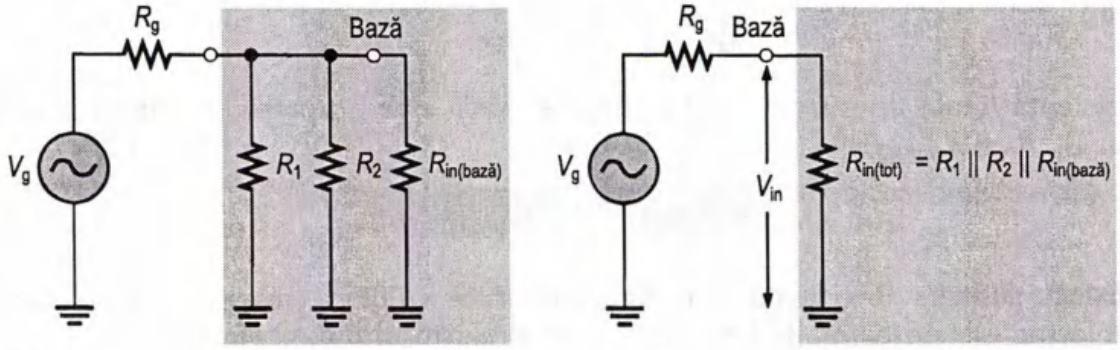
Dacă $R_g << R_{in(tot)}$, atunci $V_b \cong V_g$, unde V_b este tensiunea V_{in}, aplicată la intrarea în amplificatorului.



(a) Fără sursă de tensiune alternativă (b) Cu sursă de tensiune alternativă

FIGURA 6-14

Circuitul echivalent de c.a. al amplificatorului din figura 6-12.



(a) (b)

FIGURA 6-15

Circuitul echivalent de c.a. al bazei

Rezistența de intrare Pentru a exprima rezistența de intrare văzută dinspre sursa de c.a. către bază vom considera modelul simplificat cu parametrii *r* al tranzistorului. În fig. 6-16, tranzistorul este conectat la rezistorul extern din colector, R_C. Rezistența văzută la intrarea în bază este:

$$R_{in(bază)} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_b}{I_b}$$

Tensiunea din bază este:

$$V_b = I_e r'_e$$

și, întrucât $I_e \cong I_{c'}$:

$$I_b \cong \frac{I_e}{\beta_{c.a.}}$$

Înlocuim V_b și I_b:

$$R_{in(bază)} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{I_e r'_e}{I_e / \beta_{c.a.}}$$

Simplificăm cu I_e:

$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.} r'_e \tag{6-4}$$

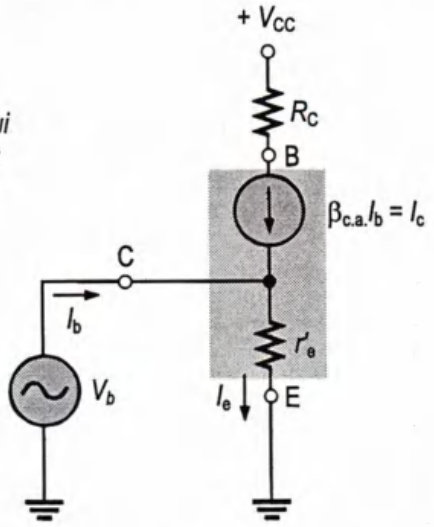


FIGURA 6-16
Modelul cu parametrii r al tranzistorului (în interiorul zonei haşurate), conectat în circuitul exterior.

Rezistența totală de intrare văzută dinspre sursă este gruparea în paralel a rezistențelor R_1, R_2 și $R_{in(bază)}$.

$$R_{in(tot)} = R_1 \parallel R_2 \parallel T_{in(bază)} \tag{6-5}$$

Rezistența de ieșire Rezistența de ieșire a amplificatorului cu emitorul comun, văzută către colector, este aproximativ egală cu valoarea rezistorului din colector.

$$R_{out} \cong R_C \tag{6-6}$$

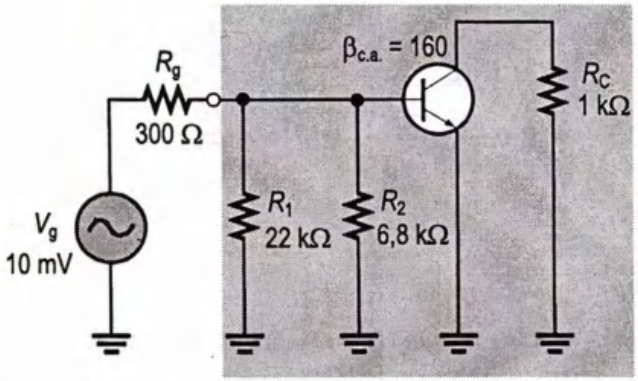
De fapt, $R_{out} = R_C \parallel r'_c$, dar întrucât rezistența internă în c.a. a colectorului, r'_c, este, în mod normal, mult mai mare decât R_C, aproximația este, în cele mai multe cazuri, acceptabilă. De exemplu, în fragmentul de foaie de catalog din fig. 6-5, pentru tranzistorul 2N3904, $h_{re} = 0{,}5 \times 10^{-4}$ și $h_{oe} = 1{,}0$ μS sunt valori minime. De aici se poate calcula:

$$r'_c = \frac{h_{re} + 1}{h_{oe}} = \frac{0{,}5 \times 10^{-4} + 1}{1{,}0\ \mu S} \cong 1\ M\Omega$$

EXEMPLUL 6-3

Determinați tensiunea de semnal în baza tranzistorului din fig. 6-17. Circuitul este echivalentul în c.a. al amplificatorului din fig. 6-12, sursa de semnal furnizând 10 mV ef. și având o rezistență internă de 300 Ω. Se cunoaște valoarea I_E, de 3,80 mA.

FIGURA 6-17



Rezolvare

Întâi calculăm rezistența în c.a. a emitorului.

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{3,80 \text{ mA}} = 6,58 \ \Omega$$

Apoi:

$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.} r'_e = 160(6,58 \ \Omega) = 1,05 \text{ k}\Omega$$

În continuare calculăm rezistența de intrare totală, văzută dinspre sursă.

$$R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{in(bază)} = \frac{1}{\frac{1}{22 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{6,8 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{1,05 \text{ k}\Omega}} = 873 \ \Omega$$

Tensiunea furnizată de sursă se divide pe R_g și $R_{in(tot)}$, deci tensiunea semnalului în bază este cea de pe $R_{in(tot)}$.

$$V_b = \left(\frac{R_{in(tot)}}{R_g + R_{in(tot)}} \right) V_g = \left(\frac{873 \ \Omega}{1173 \ \Omega} \right) 10 \text{ mV} = \mathbf{7,44 \text{ mV}}$$

După cum observați, are loc o atenuare (o scădere) a tensiunii furnizate de sursă din cauză că rezistența internă a sursei și rezistența de intrare a amplificatorului se comportă ca un divizor de tensiune.

Exercițiu complementar Determinați tensiunea semnalului în baza tranzistorului din fig. 6-17 dacă rezistența internă a sursei este de 75 Ω, iar tranzistorul folosit are beta în c.a. de 200.

Câștigul în tensiune al amplificatorului în EC

Expresia câștigului în tensiune în c.a. reiese din analiza circuitului echivalent din fig. 6-18. Câștigul (sau amplificarea) este raportul dintre tensiunea de ieșire din colector (V_c), în c.a., și tensiunea de intrare în bază (V_b), în c.a.

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_c}{V_b}$$

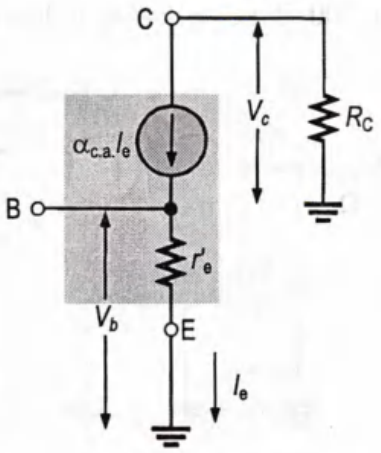


FIGURA 6-18
Circuitul echivalent pentru calcularea câştigului în tensiune.

Din figură se deduce că $V_c = \alpha_{c.a.} I_e R_C \cong I_e R_C$ şi $V_b = I_e r'_e$. Prin urmare:

$$A_v = \frac{I_e R_C}{I_e r'_e}$$

I_e se simplifică, deci:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \qquad (6\text{-}7)$$

Ecuaţia (6-7) exprimă câştigul în tensiune în colector faţă de bază. Pentru a obţine câştigul total al amplificatorului, de la sursa de tensiune la colector, trebuie să ţinem cont de atenuarea introdusă de circuitul de intrare. **Atenuarea** este reducerea tensiunii semnalului la trecerea printr-un circuit.

Atenuarea de la sursă la bază, înmulţită cu câştigul de la bază la colector reprezintă câştigul *total* al amplificatorului. Să presupunem că sursa furnizează 10 mV, iar rezistenţa sa internă şi rezistenţa de intrare sunt astfel alese încât tensiunea în bază să fie de 5 mV. Atenuarea este deci 5 mV/10 mV = 0,5. Acum să considerăm că amplificatorul are câştigul în tensiune între bază şi colector de 20. Tensiunea de ieşire este de 5 mV x 20 = = 100 mV. Prin urmare, câştigul total este de 100 mV/10 mV = 10, deci este egal cu atenuarea înmulţită cu câştigul (0,5 x 20 = 10). Câştigul total este ilustrat în fig. 6-19.

Expresia atenuării introduse de circuitul din bază, unde R_g şi $R_{in(tot)}$ se comportă ca un divizor de tensiune, este:

$$\text{Atenuarea} = \frac{V_b}{V_g} = \frac{R_{in(tot)}}{R_g + R_{in(tot)}}$$

Câştigul total, A'_v, este produsul dintre atenuare şi câştigul între bază şi colector, A_v.

$$A'_v = \left(\frac{V_b}{V_g}\right) A_v$$

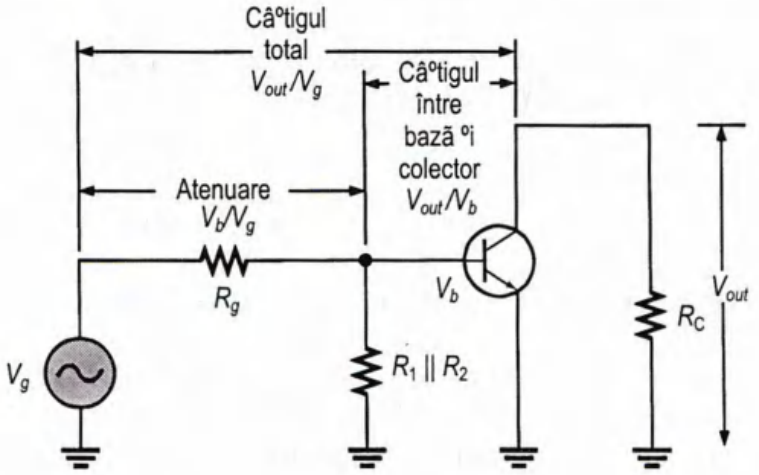


FIGURA 6-19
Atenuarea în circuitul bazei şi câştigul total.

Efectul condensatorului de decuplare a rezistorului din emitor asupra câştigului în tensiune

Condensatorul de decuplare a rezistorului din emitor, C_2 în fig. 6-12, constituie, practic, un scurtcircuit în c.a. în paralel cu rezistența din emitor, menținând astfel emitorul la potențialul masei de c.a., după cum am mai arătat. Dacă se folosește un condensator de decuplare, câștigul amplificatorului este maxim și egal cu R_C/r'_e.

Valoarea condensatorului de decuplare trebuie să fie suficient de mare astfel ca reactanța acestuia în gama de frecvențe de lucru a amplificatorului să fie foarte mică în comparație cu R_E (ideal, 0 Ω). În practică se alege condensatorul de decuplare astfel încât reactanța sa, X_C, la frecvența minimă de lucru a amplificatorului să fie de cel puțin 10 ori mai mică decât R_E.

$$10X_C \leq R_E$$

EXEMPLUL 6-4

Alegeți valoarea minimă pentru condensatorul de decuplare, C_2, din fig. 6-20, dacă amplificatorul este conceput pentru a lucra în gama de frecvențe de la 2 kHz la 10 kHz.

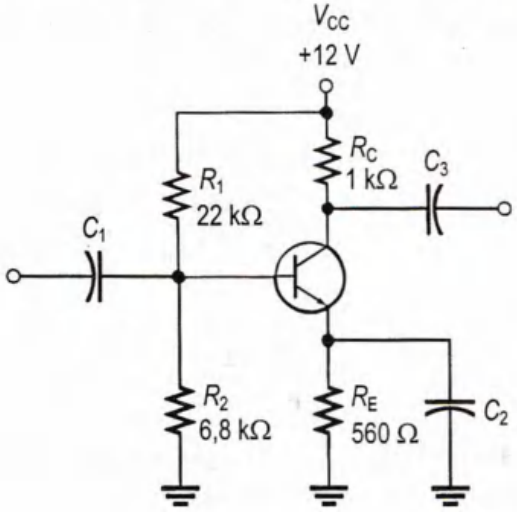


FIGURA 6-20

Rezolvare

Având în vedere că R_E = 560 Ω, valoarea maximă X_C, aferentă condensatorului de decuplare, C_2, trebuie să satisfacă relația:

$$10X_C = R_E$$

$$X_C = \frac{R_E}{10} = \frac{560\,\Omega}{10} = 56\,\Omega$$

Valoarea condensatorului se calculează pentru frecvența minimă, de 2 kHz, astfel:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi(2\text{ kHz})(56\ \Omega)} = \mathbf{1,42\ \mu F}$$

Aceasta este valoarea minimă a condensatorului de decuplare pentru circuitul dat. Puteți folosi și valori mai mari, limita superioară fiind impusă doar de cost și dimensiuni.

Exercițiu complementar Dacă frecvența minimă scade până la 1 kHz, care va fi valoarea condensatorului de decuplare utilizat?

Câștigul în tensiune fără condensator de decuplare Pentru a examina influența condensatorului de decuplare asupra câștigului în tensiune alternativă, îl vom îndepărta din circuitul din fig. 6-20 și vom compara câștigul în tensiune în cele două cazuri.

În absența condensatorului de decuplare, emitorul nu mai este conectat la masă în c.a. În schimb, semnalul dintre emitor și masă circulă prin R_E, valoarea acesteia adăugându-se la r'_e în formula câștigului în tensiune.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \tag{6-8}$$

Deci R_E produce o scădere a câștigului în tensiune alternativă.

EXEMPLUL 6-5

Calculați câștigul în tensiune între bază și colector al amplificatorului din fig. 6-20 fără și cu decuplarea prin condensator a rezistorului din emitor și în absența unui rezistor de sarcină.

Rezolvare

Din exemplul 6-3 știm că, pentru acest amplificator, r'_e = 6,58 Ω. Fără C_2, câștigul este:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E} = \frac{1\text{ k}\Omega}{566{,}58\ \Omega} = \mathbf{1{,}76}$$

Cu C_2, câștigul este:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{1\text{ k}\Omega}{6{,}58\ \Omega} = \mathbf{152}$$

Iată ce diferență rezultă din adăugarea unui condensator de decuplare!

Exercițiu complementar Determinați câștigul în tensiune bază-colector pentru circuitul din fig. 6-20, cu R_E decuplat și cu următoarele valori ale componentelor: R_C = 1,8 kΩ, R_E = 1 kΩ, R_1 = 33 kΩ și R_2 = 6,8 kΩ.

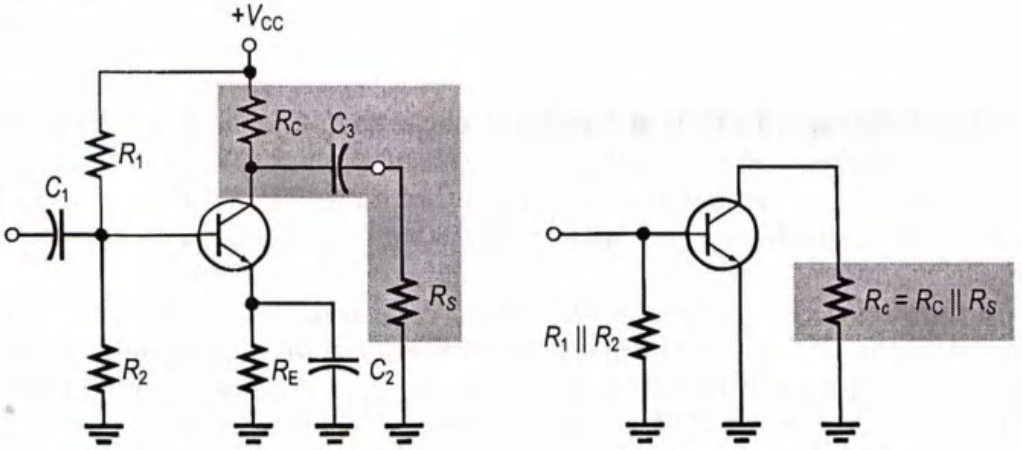
Influența sarcinii asupra câștigului în tensiune Când la ieșirea amplificatorului se conectează o **sarcină**, R_S, prin condensatorul de cuplaj C_3, ca în fig. 6-21(a), rezistența din colector la frecvența semnalului este practic R_C în paralel cu R_S. Amintiți-vă că unul dintre terminalele rezistorului R_C este legat la colector, iar celălalt este, practic, la masa de c.a. Circuitul echivalent de c.a. este prezentat în fig. 6-21(b). Rezistența totală din colector în c.a. este:

$$R_c = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}$$

Înlocuind R_C cu R_c în expresia câștigului în tensiune obținem:

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} \tag{6-9}$$

Dacă $R_c < R_C$, câștigul în tensiune scade. Dacă $R_S >> R_C$, atunci $R_c \cong R_C$ și sarcina influențează foarte puțin câștigul.



(a) Întregul amplificator

(b) Circuitul echivalent în c.a. ($X_{C1} = X_{C2} = X_{C3} = 0$)

FIGURA 6-21

Amplificator cu emitorul comun şi sarcină cuplată în c.a. (capacitiv).

EXEMPLUL 6-6

Calculați câștigul în tensiune bază-colector al amplificatorului din fig. 6-20 dacă la ieșirea lui se conectează o rezistență de sarcină de 5 kΩ. Rezistorul din emitor este practic decuplat și $r'_e = 6{,}58\ \Omega$.

Rezolvare

Rezistența din colector în c.a. este:

$$R_C = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S} = \frac{(1\text{k}\Omega)(5\text{k}\Omega)}{6\text{k}\Omega} = 833\,\Omega$$

Deci:

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{833\ \Omega}{6{,}58\ \Omega} = \mathbf{127}$$

În absența sarcinii, câștigul este cel calculat la exemplul 6-5, și anume 152.

Exercițiu complementar Aflați câștigul în tensiune bază-colector al amplificatorului din fig. 6-20 dacă între colector și masă se conectează o rezistență de sarcină de 10 kΩ. Valorile celorlalte rezistoare din circuit sunt: $R_C = 1{,}8$ kΩ, $R_E = 1$ kΩ, $R_1 = 33$ kΩ și $R_2 = 6{,}8$ kΩ. Rezistorul din emitor este practic decuplat și $r'_e = 10$ Ω.

Stabilitatea câștigului în tensiune

Deși câștigul în tensiune este maxim dacă se decuplează R_E, apare problema **stabilității**, deoarece câștigul în tensiune alternativă depinde de r'_e ($A_v = R_C / r'_e$), iar r'_e depinde de I_E și variază considerabil cu temperatura. Din această cauză, câștigul variază cu temperatura, scăzând când r'_e crește și invers.

În absența condensatorului de decuplare, câștigul scade deoarece R_E este introdus în circuitul de c.a. ($A_v = R_C/(r'_e + R_E)$). Dar dacă R_E nu este decuplat, câștigul depinde în mult mai mică măsură de r'_e. Când $R_E >> r'_e$, câștigul este practic independent de r'_e deoarece

$$A_v \cong \frac{R_C}{R_E}$$

Optimizarea stabilității câștigului în tensiune în funcție de r'_e *Optimizarea* se aplică pentru a minimiza influența rezistenței r'_e fără ca prin aceasta câștigul să scadă la valoarea sa minimă. Astfel se menține un compromis între influența rezistenței r'_e și câștigul în tensiune. Practic, compromisul se face între a folosi și a nu folosi un condensator pentru decuplarea R_E.

Într-un asemenea circuit de amplificare, R_E este decuplat parțial astfel încât să se obțină un câștig acceptabil, iar influența rezistenței r'_e să fie diminuată în mare măsură sau chiar eliminată. Rezistența totală din emitor, R_E, se compune din două rezistoare separate, R_{E1} și R_{E2}, ca în fig. 6-22. Rezistorul R_{E2} este decuplat, iar celălalt nu.

În c.c. are influență gruparea celor două rezistoare, ($R_{E1} + R_{E2}$), pe când câștigul în tensiune alternativă va fi determinat doar de R_{E1}.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_{E1}}$$

Dacă R_{E1} este de cel puțin zece ori mai mare decât r'_e, efectul celei din urmă se reduce la minimum și câștigul în tensiune este, aproximativ, de:

$$A_v \cong \frac{R_C}{R_{E1}} \qquad (6\text{-}10)$$

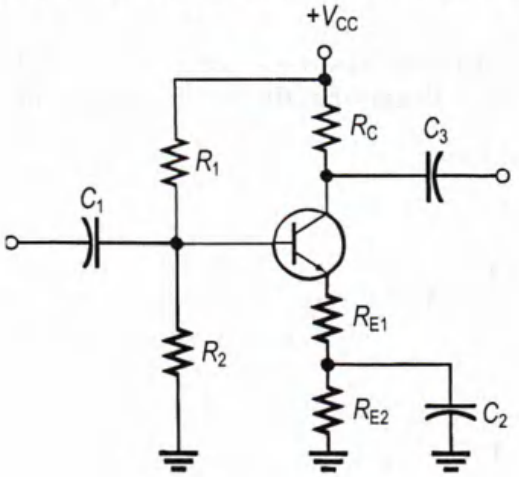


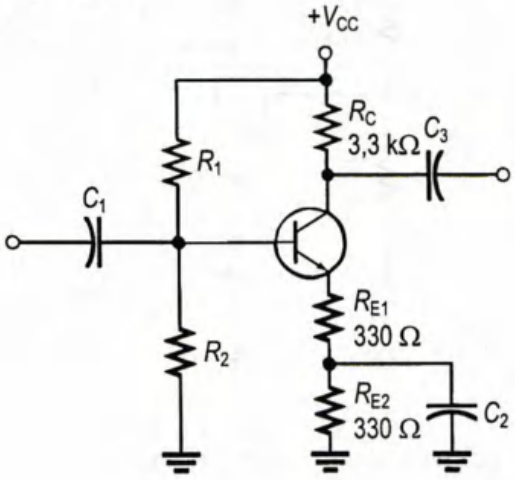
FIGURA 6-22

Un amplificator optimizat folosește un rezistor de emitor decuplat parțial pentru a contracara influența rezistenței asupra câștigului, în vederea obținerii unei mai bune stabilități.

EXEMPLUL 6-7

Determinați câștigul în tensiune al amplificatorului optimizat din fig. 6-23. Se consideră că reactanța condensatorului de decuplare este neglijabilă la frecvența de lucru a amplificatorului. Se dă $r'_e = 20\ \Omega$.

FIGURA 6-23



Rezolvare

R_{E2} este decuplat prin C_2. R_{E1} este mai mare decât de zece ori valoarea r'_e, deci câștigul în tensiune este, cu aproximație:

$$A_v \cong \frac{R_C}{R_{E1}} = \frac{3{,}3\,\text{k}\Omega}{330\,\Omega} = 10$$

Exercițiu complementar Cât ar fi câștigul în tensiune în absența condensatorului C_2? Dar dacă atât R_{E1}, cât și R_{E2} ar fi decuplate prin C_2?

Efectul optimizării asupra rezistenței de intrare a amplificatorului Rezistența de intrare în c.a., privită către baza tranzistorului în configurația cu emitorul comun, cu R_E decuplat complet este $R_{in} = \beta_{c.a.} r'_e$. Când rezistorul din emitor este decuplat parțial, partea nedecuplată este inclusă în circuitul de c.a. și se reflectă în rezistența de intrare, fiind conectată în serie cu r'_e. Formula este următoarea:

$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_{E1}) \qquad (6\text{-}11)$$

Inversarea fazei în amplificatorul cu emitorul comun

Tensiunea de ieșire din colector a amplificatorului cu emitorul comun este defazată cu 180° față de tensiunea de intrare în bază. Inversarea fazei este evidențiată uneori prin adăugarea semnului minus înaintea simbolului câștigului în tensiune: $-A_v$.

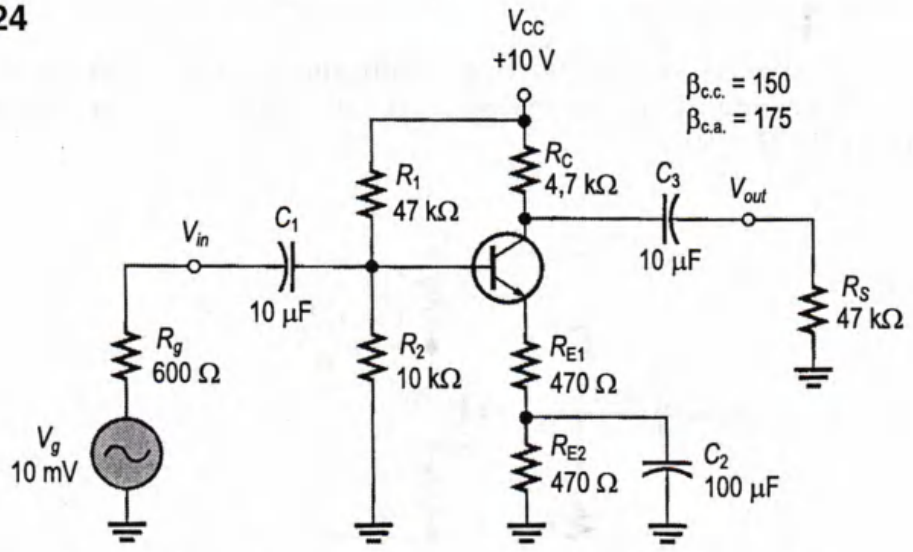
EXEMPLUL 6-8

Determinați tensiunea totală din colector și tensiunea totală de ieșire (continuă și alternativă) pentru amplificatorul din fig. 6-24. Reprezentați grafic formele de undă.

Rezolvare

Calcularea tensiunii totale din colector comportă două etape.

FIGURA 6-24



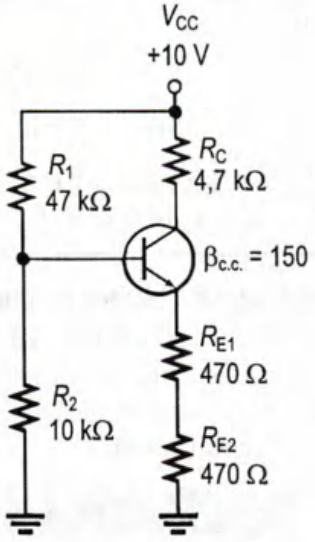
Etapa 1: Analiza în c.c.

Determinați valorile mărimilor de alimentare cu c.c. Utilizați circuitul echivalent de c.c. din fig. 6-25.

$$R_{IN(bază)} = \beta_{c.c.}(R_{E1} + R_{E2}) = 150(940\ \Omega) = 141\ k\Omega$$

FIGURA 6-25

Circuitul echivalent de c.c. al amplificatorului din figura 6-24.



Întrucât $R_{IN(bază)}$ este de peste zece ori mai mare decât R_2, poate fi neglijată la calcularea tensiunii continue din bază.

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{10\ k\Omega}{47\ k\Omega + 10\ k\Omega}\right) 10\ V = 1{,}75\ V$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\ V = 1{,}75\ V - 0{,}7\ V = 1{,}05\ V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{1{,}05\ V}{940\ \Omega} = 1{,}12\ mA$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 10\ V - (1{,}12\ mA)(4{,}7\ k\Omega) = \mathbf{4{,}74\ V}$$

Etapa 2: Analiza în c.a.

Pentru analiza în c.a. se folosește circuitul echivalent de c.a. din fig. 6-26. Mai întâi trebuie calculată r'_e.

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{I_E} = \frac{25\text{ mV}}{1{,}12\text{ mA}} = 22\ \Omega$$

În continuare se determină atenuarea din circuitul bazei. Privind dinspre sursa cu rezistența internă de 600 Ω, R_{in} totală este:

$$R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{in(bază)}$$

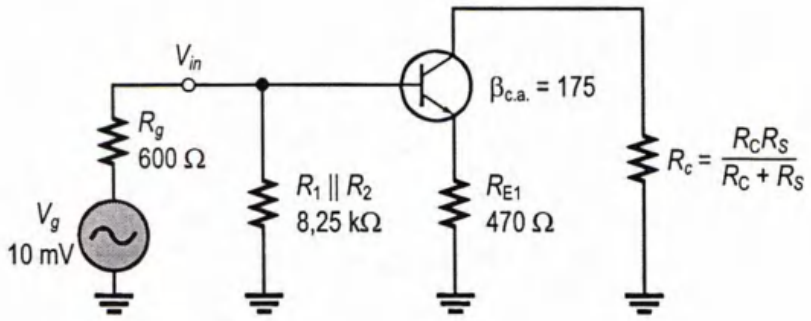
$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_{E1}) = 175(492\ \Omega) = 86{,}1\ \text{k}\Omega$$

Deci:

$$R_{in(tot)} = 47\,k\Omega \| 10\,k\Omega \| 86{,}1\,k\Omega = 7{,}53\,k\Omega$$

FIGURA 6-26

Circuitul echivalent de c.a. al amplificatorului din figura 6-24.



Atenuarea dintre sursă și bază este:

$$\text{Atenuarea} = \frac{V_b}{V_g} = \frac{R_{in(tot)}}{R_g + R_{in(tot)}} = \frac{7{,}53\text{ k}\Omega}{600\ \Omega + 7{,}53\text{ k}\Omega} = 0{,}93$$

Pentru a calcula A_v trebuie să cunoaștem rezistența din colector în c.a., R_c.

$$R_c = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S} = \frac{(4{,}7\text{ k}\Omega)(47\text{ k}\Omega)}{4{,}7\text{ k}\Omega + 47\text{ k}\Omega} = 4{,}27\text{ k}\Omega$$

Câștigul în tensiune între bază și colector este:

$$A_v \cong \frac{R_c}{R_{E1}} = \frac{4{,}27\text{ k}\Omega}{470\ \Omega} = 9{,}09$$

Câștigul total în tensiune este produsul dintre atenuare și câștigul în tensiune al amplificatorului.

$$A'_v = \left(\frac{V_b}{V_g}\right) A_v = (0{,}93)(9{,}09) = 8{,}45$$

Sursa furnizează tensiunea de 10 mV ef., deci tensiunea eficace din colector este:

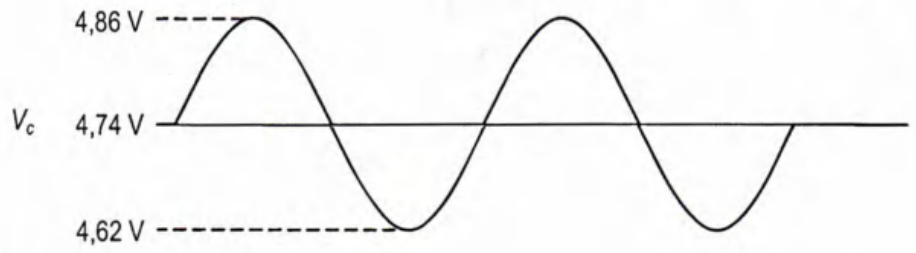
$$V_c = A'_v V_{in} = (8{,}45)(10\text{ mV}) = \mathbf{84{,}5\text{ mV}}$$

Etapa 3: Reprezentarea grafică a formelor de undă ale tensiunii din colector și tensiunii de ieșire

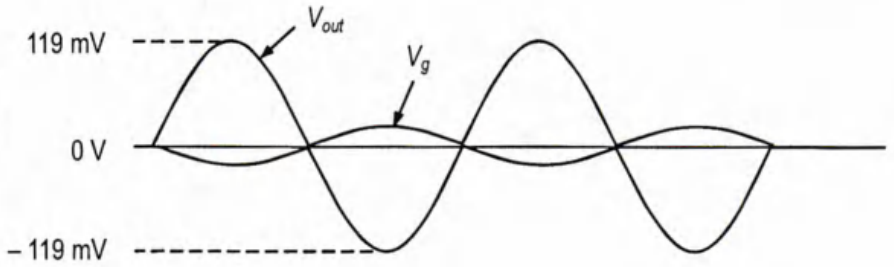
Tensiunea totală din colector constă din semnalul de 84,5 mV ef., axat pe o componentă continuă de 4,74 V, cum apare în fig. 6-27(a), valorile de vârf fiind, cu aproximație, următoarele:

$$\text{Max } V_{c(v)} = 4{,}74 \text{ V} + (84{,}5 \text{ mV})(1{,}414) = 4{,}86 \text{ V}$$

$$\text{Min } V_{c(v)} = 4{,}74 \text{ V} - (84{,}5 \text{ mV})(1{,}414) = 4{,}62 \text{ V}$$



(a) Tensiunea totală din colector



(b) Tensiunea alternativă a sursei şi cea la ieşire

FIGURA 6-27

Tensiunile aferente circuitului din figura 6-24.

Condensatorul de cuplaj C_3 împiedică transferul spre ieșire al componentei continue. Deci V_{out} este egală cu componenta alternativă a tensiunii din colector ($V_{out(v)}$ = 119 mV), cum se observă în fig. 6-27(b). Graficul tensiunii furnizate de sursă a fost reprezentat pentru a pune în evidență inversarea fazei.

Exercițiu complementar Dacă se deconectează R_S, care va fi A_v a circuitului din fig. 6-24?

Câștigul în curent

Câștigul (amplificarea) în curent de la bază la colector este I_c/I_b sau $\beta_{c.a.}$. Dar câștigul total în curent al amplificatorului este:

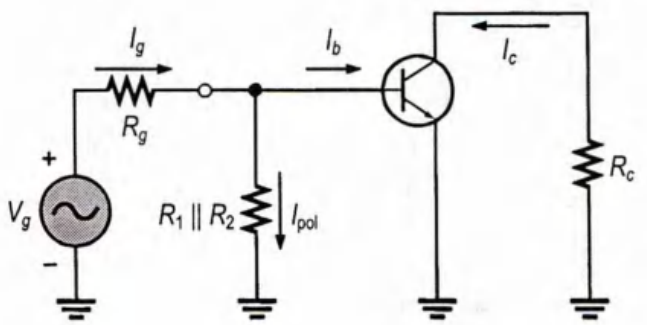
$$A_i = \frac{I_c}{I_g} \qquad (6\text{-}12)$$

I_g este curentul alternativ total furnizat de sursă, din care o parte constituie curentul de bază, iar cealaltă parte circulă prin rețeaua de polarizare ($R_1 \mid\mid R_2$), ca în fig. 6-28. Curentul alternativ total furnizat de sursă este:

$$I_g = \frac{V_g}{R_{in(tot)} + R_g}$$

FIGURA 6-28

Curentul alternativ total de intrare (sensurile curenților sunt reprezentate pentru alternanța pozitivă a V_g).



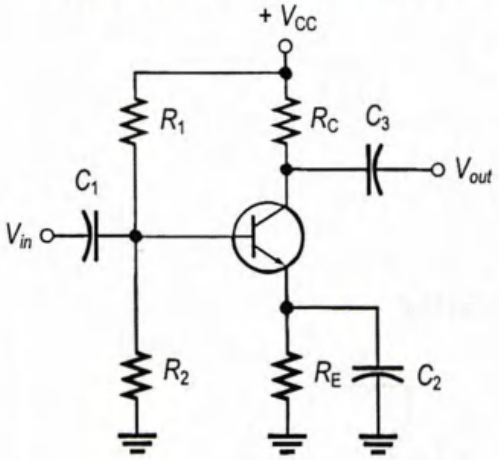
Câștigul în putere

Câștigul în putere este produsul dintre câștigul total în tensiune și câștigul în curent.

$$A_p = A'_v A_i \qquad (6\text{-}13)$$

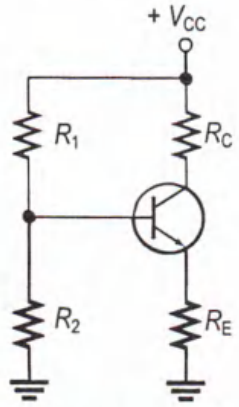
Amplificatorul cu emitorul comun – rezumat

Circuitul cu polarizare prin divizor de tensiune



- Intrare în bază. Ieșire din colector.
- Între intrare și ieșire se produce inversarea fazei.
- C_1 și C_3 sunt condensatoare de cuplaj pentru semnalele de intrare, respectiv de ieșire.
- C_2 este condensatorul de decuplare a rezistorului din emitor.
- Toate condensatoarele trebuie să aibă reactanța neglijabilă la frecvența de lucru a amplificatorului.
- Emitorul se află la potențialul masei în c.a. datorită condensatorului de decuplare.

Circuite echivalente şi formule



Circuitul echivalent de c.c.

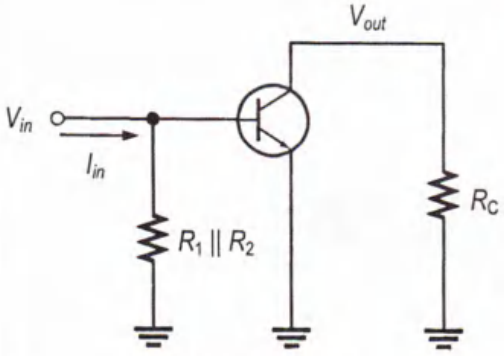
■ Formule pentru c.c.:

$$V_B = \left(\frac{R_2 \| \beta_{c.c.} R_E}{R_1 + R_2 \| \beta_{c.c.} R_E} \right) V_{CC}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$



Circuitul echivalent de c.a.

■ Formule pentru c.a.:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.} r'_e$$

$$R_{out} \cong R_C$$

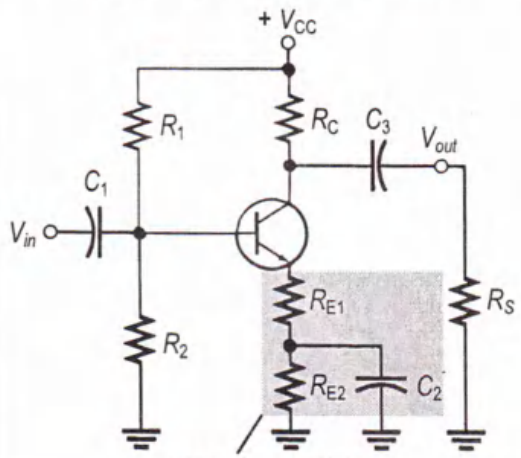
$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \quad \text{(între bază și colector)}$$

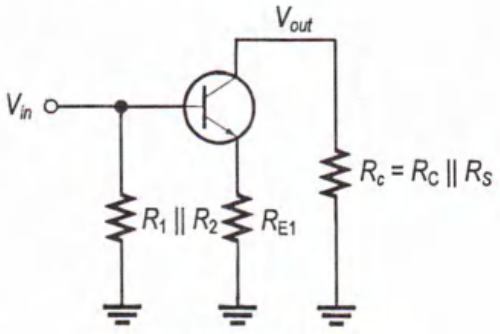
$$A'_v = \left(\frac{V_b}{V_g} \right) A_v \quad \text{(total)}$$

$$A_i = \frac{I_c}{I_{in}}$$

$$A_p = A'_v A_i$$

Amplificator optimizat cu sarcină rezistivă





Circuitul echivalent de c.a.

- Formule pentru c.a.:

$$A_v \cong \frac{R_C \| R_S}{R_{E1}}$$

$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_{E1})$$

- Decuplarea parțială stabilizează câștigul prin minimizarea influenței rezistenței r'_e.
- Decuplarea parțială reduce câștigul în tensiune, în comparație cu circuitul fără decuplare parțială.
- Decuplarea parțială duce la creșterea rezistenței de intrare.
- Rezistența de sarcină reduce câștigul în tensiune. O rezistență de sarcină mai mică înseamnă un câștig mai mic.

SECȚIUNEA 6-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cum sunt considerate condensatoarele în circuitul echivalent de c.c. al unui amplificator?
2. În ce mod este afectat câștigul unui amplificator dacă rezistorul din emitor se decuplează printr-un condensator?
3. Explicați ce se întâmplă la decuplarea parțială a rezistenței din emitor.
4. Enumerați elementele ce compun rezistența totală de intrare a unui amplificator cu emitorul comun.
5. Ce elemente determină câștigul total în tensiune al unui amplificator cu emitorul comun?
6. Dacă în colectorul unui amplificator în EC se cuplează capacitiv un rezistor de sarcină, câștigul în tensiune crește sau scade?
7. Ce relație există între fazele tensiunilor de intrare și de ieșire ale unui amplificator în EC?

6-4 AMPLIFICATOARE CU COLECTORUL COMUN

Configurația de amplificator cu colectorul comun (CC) mai este denumită și „repetor pe emitor". Semnalul de intrare se aplică pe bază prin intermediul unui condensator de cuplaj, iar semnalul de ieșire se culege din emitor. Câștigul în tensiune al unui amplificator în CC este aproximativ 1, principalele avantaje ale acestei configurații fiind rezistența de intrare mare și câștigul mare în curent.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați modul în care funcționează amplificatoarele cu colectorul comun

- ▶ Să reprezentați un amplificator în CC prin circuitele lui echivalente în c.c. și c.a.
- ▶ Să analizați funcționarea în c.c. și în c.a. a unui amplificator în CC
- ▶ Să calculați câștigul în tensiune
- ▶ Să calculați rezistența de intrare
- ▶ Să calculați rezistența de ieșire
- ▶ Să calculați câștigul în curent

- Să calculați câștigul în putere
- Să prezentați configurația Darlington și principalul ei avantaj

În figura 6-29 este prezentat un repetor pe emitor cu polarizare prin divizor de tensiune. Observați că intrarea este cuplată capacitiv cu baza, ieșirea este cuplată capacitiv cu emitorul, iar colectorul se află la masa de c.a.

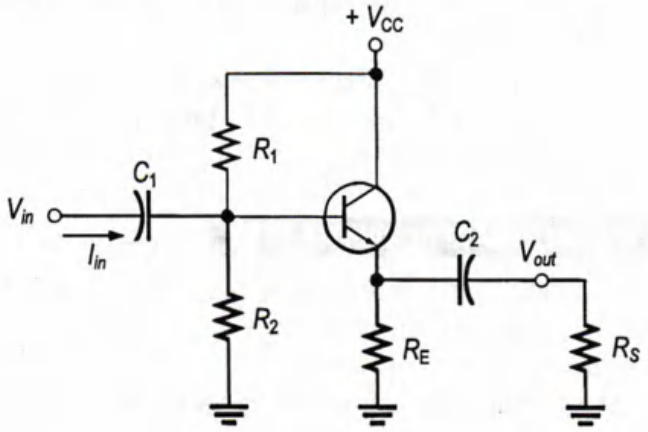


FIGURA 6-29
Repetor pe emitor cu polarizare prin divizor de tensiune.

Câștigul în tensiune

Ca la orice amplificator, câștigul în tensiune se definește ca $A_v = V_{out}/V_{in}$. Se presupune că reactanțele condensatoarelor sunt neglijabile la frecvența de lucru. În cazul repetorului pe emitor, cum se observă și din schema echivalentă de c.a. din fig. 6-30, sunt valabile relațiile:

$$V_{out} = I_e R_e \qquad \text{și} \qquad V_{in} = I_e (r'_e + R_e)$$

Prin urmare, câștigul în tensiune este:

$$A_v = \frac{I_e R_e}{I_e (r'_e + R_e)}$$

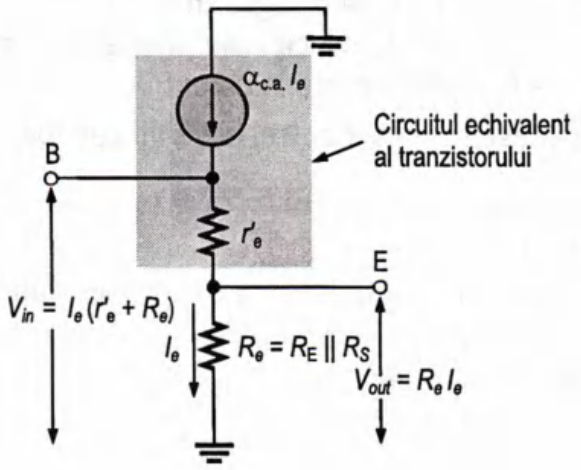


FIGURA 6-30
Schema repetorului pe emitor pentru deducerea formulei câştigului în tensiune.

Factorul I_e se simplifică, ceea ce face ca expresia câștigului în tensiune bază-emitor să devină:

$$A_v = \frac{R_e}{r'_e + R_e} \tag{6-14}$$

unde R_e reprezintă gruparea în paralel a rezistoarelor R_E și R_S. În absența sarcinii, $R_e = R_E$. Remarcați că totdeauna câștigul este mai mic ca 1. Dacă $R_e >> r'_e$, o aproximare satisfăcătoare este:

$$A_v \cong 1$$

Întrucât tensiunea de ieșire se culege din emitor, ea este în fază cu tensiunea din bază, deci între intrare și ieșire *faza nu se inversează*. Din acest motiv și pentru că valoarea câștigului în tensiune este aproximativ 1, tensiunea de ieșire o *repetă* cu destulă fidelitate pe cea de intrare, atât ca fază, cât și ca amplitudine; de aici denumirea **repetor pe emitor**.

Rezistența de intrare

Repetorul pe emitor este caracterizat de o rezistență de intrare foarte mare; de aceea este o configurație atât de mult utilizată. Datorită rezistenței sale mari de intrare, poate fi utilizat drept circuit tampon pentru minimizarea efectelor de neadaptare în cazul în care sarcina unui circuit are o valoare prea mică. Expresia rezistenței de intrare în baza amplificatorului cu colectorul comun se deduce similar celei aferente configurației cu emitorul comun. Însă într-un circuit cu colectorul comun rezistorul din emitor nu se decuplează *niciodată* deoarece semnalul de ieșire se culege de pe R_e.

$$R_{in(bază)} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{I_e (r'_e + R_e)}{I_b}$$

Deoarece $I_e \cong I_c = \beta_{c.a.} I_b$,

$$R_{in(bază)} \cong \frac{\beta_{c.a.} I_b (r'_e + R_e)}{I_b}$$

Factorul I_b se simplifică; prin urmare:

$$R_{in(bază)} \cong \beta_{c.a.} (r'_e + R_e) \tag{6-15}$$

Dacă $R_e >> r'_e$, expresia rezistenței de intrare în bază se simplifică astfel:

$$R_{in(bază)} \cong \beta_{c.a.} R_e$$

Rezistoarele de polarizare din fig. 6-29, privite dinspre sursa de semnal, apar în paralel cu $R_{in(bază)}$; și, la fel ca în cazul circuitului cu emitorul comun, rezistența totală de intrare este:

$$R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{in(tot)} \tag{6-16}$$

Rezistența de ieșire

În absența sarcinii, rezistența de ieșire, privită dinspre ieșire spre emitor, se aproximează prin expresia:

$$R_{out} \cong \frac{R_g}{\beta_{c.a.}} \| R_E \tag{6-17}$$

R_g este rezistența sursei de semnal de la intrare. Deducerea acestei expresii este destul de laborioasă și s-a lucrat cu câteva ipoteze simplificatoare, cum puteți citi în anexa B. Rezistența de ieșire este foarte mică, repetorul pe emitor fiind, din acest motiv, foarte util pentru atacarea etajelor cu sarcină redusă.

Câștigul în curent

Câștigul total al repetorului pe emitor din fig. 6-29 este I_e/I_{in}. I_{in} poate fi exprimat ca $V_{in}/R_{in(tot)}$. Dacă rezistența grupării în paralel a rezistoarelor de polarizare din divizorul de tensiune, R_1 și R_2, este mult mai mare decât $R_{in(bază)}$, atunci cea mai mare parte a curentului de intrare va circula către bază; în acest caz, câștigul în curent al amplificatorului se apropie de câștigul în curent al tranzistorului, $\beta_{c.a.}$, care este egal cu I_c/I_b. Fenomenul are loc din cauză că o parte foarte mică a semnalului în curent tinde să circule prin rezistoarele de polarizare. Pe scurt, dacă:

$$R_1 \square R_2 >> \beta_{c.a.} R_e$$

atunci:

$$A_i \cong \beta_{c.a.}$$

În caz contrar:

$$A_i = \frac{I_e}{I_{in}} \tag{6-18}$$

$\beta_{c.a.}$ este câștigul maxim în curent ce poate fi realizat atât cu un amplificator cu colectorul comun, cât și cu unul cu emitorul comun.

Câștigul în putere

Câștigul în putere al amplificatorului cu colectorul comun este produsul dintre câștigul în tensiune și câștigul în curent. În cazul repetorului pe emitor, câștigul total în putere este aproximativ egal cu câștigul în curent deoarece câștigul în tensiune este, cu aproximație, 1.

$$A_p = A_v A_i$$

Deoarece $A_v \cong 1$, câștigul total în putere este:

$$A_p \cong A_i \tag{6-19}$$

EXEMPLUL 6-9

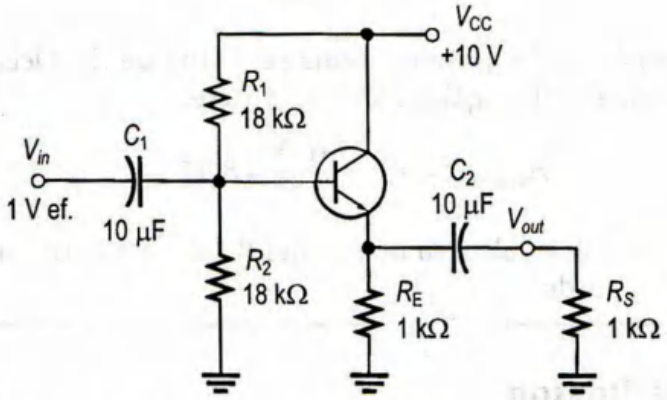
Determinați rezistența totală de intrare a amplificatorului cu colectorul comun din fig. 6-31. Calculați, de asemenea, câștigul în tensiune și în curent și câștigul în putere în sarcina R_S. Se consideră $\beta_{c.a.}$ = 175 și reactanțele capacitive neglijabile la frecvența de lucru.

Rezolvare

Rezistența externă din emitorul tranzistorului este, în c.a.:

$$R_e = R_E \| R_S = 1\text{k}\Omega \| 1\text{k}\Omega = 500\,\Omega$$

FIGURA 6-31



Rezistența privită spre bază este, cu aproximație:

$$R_{in(bază)} \cong \beta_{c.a.} R_e = (175)(500\ \Omega) = 87,5\ \text{k}\Omega$$

Rezistența de intrare totală este:

$$R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{in(bază)} = 18k\Omega \| 18k\Omega \| 87,5k\Omega = 8,16k\Omega$$

Câștigul în tensiune este $A_v \cong 1$. Dacă se ține seama de r'_e, valoarea A_v se poate determina cu mai multă precizie, atunci când este necesar.

$$V_E = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} - V_{BE} = (0,5)(10\ \text{V}) - 0,7\ \text{V} = \mathbf{4,3\ V}$$

Deci:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4,3\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 4,3\ \text{mA}$$

și

$$r'_e \cong \frac{25\ \text{mV}}{I_E} = \frac{25\ \text{mV}}{4,3\ \text{mA}} = 5,8\ \Omega$$

Prin urmare:

$$A_v = \frac{R_e}{r'_e + R_e} = \frac{500\ \Omega}{505,8\ \Omega} = \mathbf{0,989}$$

Mica diferență dintre valorile A_v rezultată din luarea în calcul a rezistenței r'_e este nesemnificativă în majoritatea cazurilor.

Câștigul în curent este $A_i = I_e/I_{in}$. Iată calculele:

$$I_e = \frac{V_e}{R_e} = \frac{A_v V_b}{R_e} \cong \frac{1\text{V}}{500\,\Omega} = 2\text{mA}$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in(tot)}} = \frac{1\ \text{V}}{8,16\ \text{k}\Omega} = 123\ \mu\text{A}$$

$$A_i = \frac{I_e}{I_{in}} = \frac{2\ \text{mA}}{123\ \mu\text{A}} = \mathbf{16,3}$$

Câștigul total în putere este:

$$A_p \cong A_i = 16,3$$

Întrucât $R_S = R_E$, jumătate din puterea totală se disipă pe R_S. Deci câștigul în putere aferent sarcinii este jumătate din câștigul total în putere.

$$A_{p(sarcină)} = \frac{A_p}{2} = \frac{16,3}{2} = 8,15$$

Exercițiu complementar Dacă valoarea rezistenței R_S din fig. 6-31 scade, câștigul de putere în sarcină crește sau scade?

Configurația Darlington

După cum ați văzut, $\beta_{c.a.}$ este unul dintre factorii principali ce contribuie la stabilirea rezistenței de intrare a unui amplificator. El limitează valoarea maximă a rezistenței de intrare ce poate fi obținută cu un repetor pe emitor.

O modalitate de a mări rezistența de intrare este utilizarea a două tranzistoare în configurație Darlington, ca în fig. 6-32. Colectoarele celor două tranzistoare sunt conectate împreună, iar emitorul primului tranzistor îl comandă pe cel de-al doilea în bază. Această configurație realizează înmulțirea parametrilor $\beta_{c.a.}$, așa cum reiese din următoarele etape de calcul. Curentul de emitor al primului tranzistor este:

$$I_{e1} \cong \beta_{c.a.1} I_{b1}$$

Acest curent constituie curentul de bază pentru cel de-al doilea tranzistor, al cărui curent de emitor va fi:

$$I_{e2} \cong \beta_{c.a.2} I_{e1} = \beta_{c.a.1}\beta_{c.a.2} I_{b1}$$

Concret, câștigul în curent al configurației Darlington este:

$$\beta_{c.a.} = \beta_{c.a.1}\beta_{c.a.2}$$

Presupunem că valoarea r'_e este mult mai mică decât R_E, drept care o neglijăm. Atunci, rezistența de intrare este:

$$R_{in} = \beta_{c.a.1}\beta_{c.a.2} R_E \qquad (6\text{-}20)$$

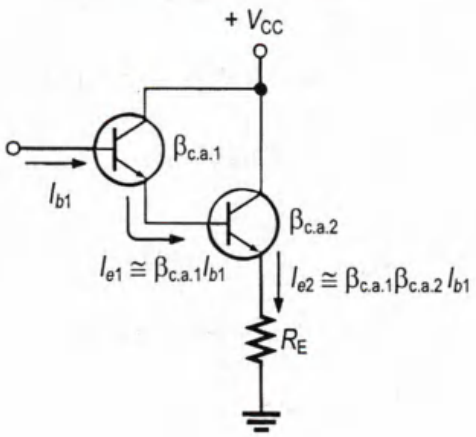


FIGURA 6-32
Configurația Darlington înmulțește valorile $\beta_{c.a.}$

Aplicație Repetorul pe emitor poate fi folosit ca interfață între un circuit cu rezistență de ieșire mare și o sarcină cu rezistența mică. Într-un asemenea montaj, repetorul pe emitor se numește *circuit tampon**.

De exemplu, să presupunem că un amplificator cu emitorul comun, cu o rezistență de colector (de ieșire) de 1 kΩ trebuie să debiteze semnal pe o sarcină de joasă rezistență, de pildă pe un difuzor de mică putere, de 8 Ω. Dacă difuzorul este cuplat capacitiv la ieșirea amplificatorului, sarcina de 8 Ω apare, în c.a., în paralel cu rezistorul din colector, de 1 kΩ. Din această cauză, rezistența din colector, în c.a., va fi:

$$R_c = R_C \| R_S = 1k\Omega \| 8\,\Omega = 7{,}94\,\Omega$$

Evident, soluția nu este acceptabilă deoarece se pierde cea mai mare parte a câștigului în tensiune ($A_v = R_c / r'_e$). De exemplu, dacă $r'_e = 5\ \Omega$, câștigul în tensiune se reduce de la

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{5\ \Omega} = 200$$

în absența sarcinii, la

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{7{,}94\ \Omega}{5\ \Omega} = 1{,}59$$

cu un difuzor de 8 Ω.

Între amplificator și difuzor se poate intercala un repetor pe emitor în configurație Darlington, ca în fig. 6-33.

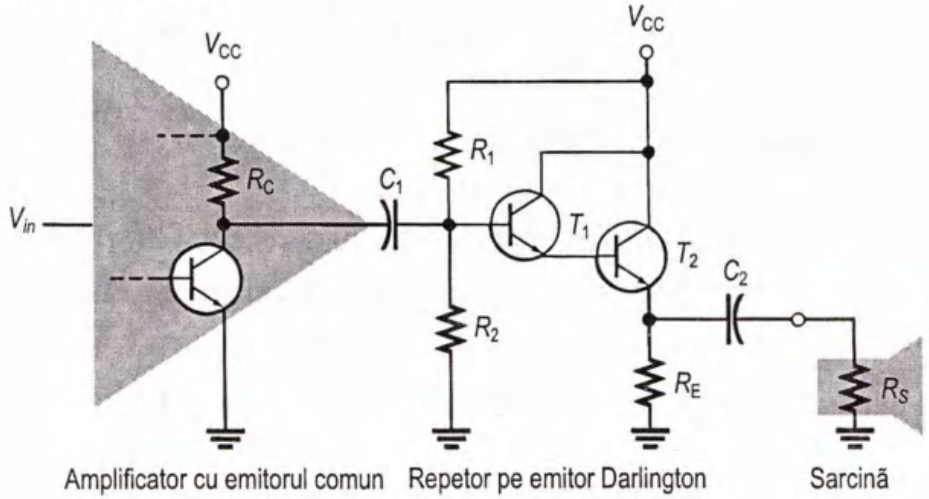


FIGURA 6-33

Repetor Darlington folosit drept circuit tampon între un amplificator cu emitorul comun şi o sarcină cu rezistența mică, de exemplu un difuzor.

EXEMPLUL 6-10

Amplificatorul cu emitorul comun din fig. 6-33 are $V_{CC} = 12$ V, $R_C = 1$ kΩ și $r'_e = 5\ \Omega$. Repetorul pe emitor Darlington are $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 22$ kΩ, $R_E = 22\ \Omega$, $R_S = 8\ \Omega$, $V_{CC} = 12$ V și $\beta_{c.c.} = \beta_{c.a.} = 100$ pentru fiecare tranzistor.

*În original, *buffer*. (n.t.)

(a) Calculați câștigul în tensiune al amplificatorului cu emitorul comun.

(b) Calculați câștigul în tensiune al repetorului pe emitor Darlington.

(c) Calculați câștigul total în tensiune și comparați-l cu câștigul în tensiune al amplificatorului cu emitor comun în cazul în care acesta ar fi debitat direct în difuzor, fără intercalarea repetorului pe emitor Darlington.

Rezolvare

(a) Pentru a calcula A_v aferentă amplificatorului cu emitorul comun trebuie mai întâi să cunoaștem rezistența r'_e a repetorului pe emitor Darlington.

$$V_B = \left(\frac{R_2 \| \beta^2_{c.c.} R_E}{R_1 + R_2 \| \beta^2_{c.c.} \cdot R_E} \right) V_{CC} = \left(\frac{20\,k\Omega}{30\,k\Omega} \right) 12\,V = 8{,}0\,V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - 2V_{BE}}{R_E} = \frac{8{,}0\,V - 1{,}4\,V}{22\,\Omega} = \frac{6{,}6\,V}{22\,\Omega} = 300\,mA$$

$$r'_e = \frac{25\,mV}{I_E} = \frac{25\,mV}{300\,mA} = 83\,m\Omega$$

Remarcați că puterea disipată pe R_E este:

$$P_{R_E} = I_E^2 R_E = (300\ mA)^2\ 22\ \Omega = 1{,}98\ W$$

iar pe tranzistorul T_2:

$$P_{T_2} = (V_{CC} - V_E) I_E = (5{,}4\ V)(300\ mA) = 1{,}62\ W$$

În continuare calculăm rezistența din emitor, în c.a., a repetorului pe emitor Darlington:

$$R_e = R_E \| R_S = 22\Omega \| 8\Omega = 5{,}87\,\Omega$$

Rezistența totală de intrare în repetorul pe emitor Darlington este:

$$R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| \beta^2_{c.a.}(r'_e)$$

$$= 10k\Omega \| 22k\Omega \| 100^2(83m\Omega + 5{,}87\,\Omega) = 6{,}16\,k\Omega$$

Rezistența văzută în c.a. în colectorul amplificatorului cu emitorul comun este:

$$R_c = R_C \| R_{in(tot)} = 1\Omega \| 6{,}16\,\Omega = 860\,\Omega$$

Câștigul în tensiune al amplificatorului cu emitorul comun este:

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{860\ \Omega}{5\ \Omega} = \mathbf{172}$$

(b) Am calculat, la punctul (a), că rezistența văzută în emitor în c.a. este de 5,87 Ω. Câștigul în tensiune al repetorului pe emitor Darlington este:

$$A_v = \frac{R_e}{r'_e + R_e} = \frac{5{,}87\,\Omega}{83\,m\Omega + 5{,}87\,\Omega} = \mathbf{0{,}99}$$

(c) Câștigul total este:

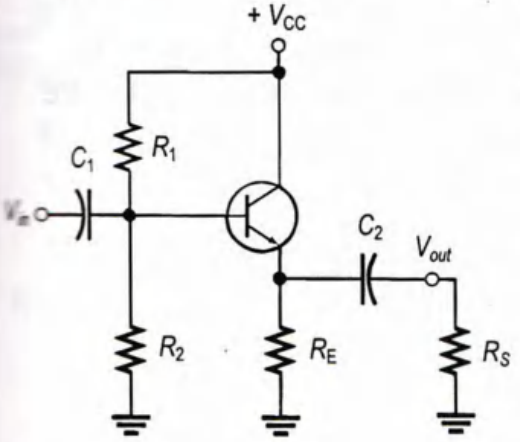
$$A'_v = A_{v(repetor)} A_{v(ampl.)} = (0{,}99)(172) = \mathbf{170}$$

Dacă amplificatorul cu emitorul comun ar debita direct pe difuzor, câștigul ar fi cel calculat anterior, de 1,59.

Exercițiu complementar Pentru aceleași valori ale componentelor, calculați câștigul în tensiune al amplificatorului cu emitorul comun din fig. 6-33 dacă în locul celor două tranzistoare în configurație Darlington se folosește un repetor pe emitor cu un singur tranzistor. Se consideră $\beta_{c.c.} = \beta_{c.a.} = 100$. Explicați de unde provine diferența în câștigul în tensiune în absența configurației Darlington.

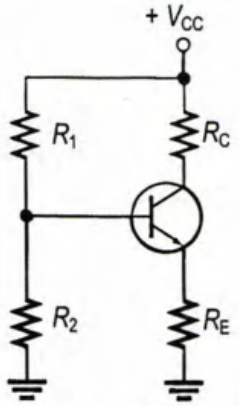
Amplificatorul cu colectorul comun – rezumat

Circuitul cu polarizare prin divizor de tensiune



- Intrare în bază. Ieșire din emitor.
- Între intrare și ieșire nu are loc inversarea fazei.
- Rezistența de intrare este mare. Rezistența de ieșire este mică.
- Câștigul maxim în tensiune este 1.
- Colectorul este la potențialul masei de c.a.
- Condensatoarele trebuie să aibă reactanțele neglijabile la frecvența de lucru.

Circuite echivalente şi formule



Circuitul echivalent de c.c.

- Formule pentru c.c.:

$$V_B = \left(\frac{R_2 \| \beta_{c.c.} R_E}{R_1 + R_2 \| \beta_{c.c.} R_E} \right) V_{CC}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$V_C = V_{CC}$$

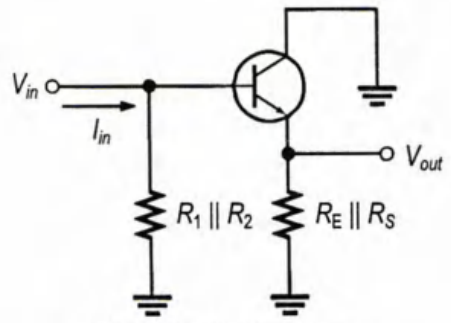
- Formule pentru c.a.

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \qquad A_i = \frac{I_e}{I_{in}}$$

$$R_{in(bază)} = \beta_{c.a.} (r'_e + R_e) \qquad A_p = A_i$$

$$R_{out} = \left(\frac{R_g}{\beta_{c.a.}} \right) \| R_E$$

$$A_v = \frac{R_e}{r'_e + R_e}$$



Circuitul echivalent de c.a.

SECȚIUNEA 6-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cum se mai numește amplificatorul cu colectorul comun?
2. Care este, teoretic, câștigul maxim în tensiune al amplificatorului cu colectorul comun?
3. Ce caracteristică a amplificatorului cu colectorul comun face ca acesta să fie larg utilizat?

6-5 AMPLIFICATOARE CU BAZA COMUNĂ

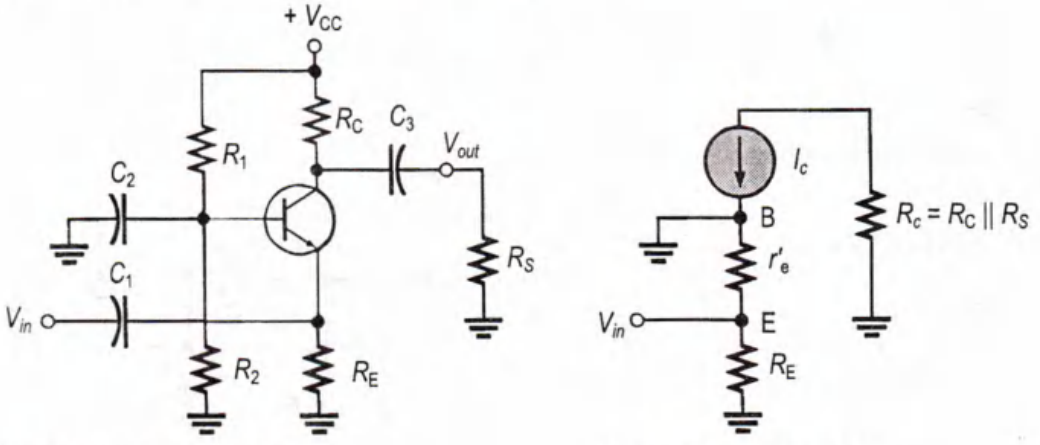
Amplificatoarele în configurație cu baza comună (BC) sunt caracterizate de un câștig mare în tensiune și de un câștig maxim în curent egal cu 1. Întrucât au rezistența de intrare scăzută, amplificatoarele în BC sunt cele mai adecvate în situațiile în care sursele de semnal au rezistența de ieșire foarte mică.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea amplificatoarelor cu baza comună

- Să reprezentați un amplificator în BC prin circuitele sale echivalente de c.c. și de c.a.
- Să analizați funcționarea în c.c. și în c.a. a unui amplificator în BC
- Să calculați câștigul în tensiune
- Să calculați rezistența de intrare
- Să calculați rezistența de ieșire
- Să calculați câștigul în curent
- Să calculați câștigul în putere

În figura 6-34 este prezentat un model de amplificator cu baza comună. Baza este terminalul comun și se află la potențialul masei de c.a. datorită condensatorului C_2. Semnalul de intrare se aplică în emitor printr-un cuplaj capacitiv. Semnalul de ieșire din colector ajunge, prin cuplaj capacitiv, pe rezistorul de sarcină.



(a) Circuitul complet, cu sarcina

(b) Circuitul echivalent de c.a.

FIGURA 6-34

Amplificator cu baza comună polarizat prin divizor de tensiune.

Câştigul în tensiune

Câştigul în tensiune de la emitor la colector se calculează astfel ($V_{in} = V_e$, $V_{out} = V_c$):

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_c}{V_e} = \frac{I_c R_c}{I_e(r'_e \| R_E)} = \frac{I_e R_c}{I_e(r'_e \| R_E)}$$

Dacă $R_E >> r'_e$, atunci:

$$A_v \cong \frac{R_c}{r'_e} \tag{6-21}$$

unde $R_c = R_C \| R_S$. Observaţi că expresia câştigului este aceeaşi ca în cazul amplificatorului cu emitorul comun. Însă aici nu are loc o inversare de fază de la emitor la colector.

Rezistenţa de intrare

Rezistenţa văzută către emitor este:

$$R_{in(tot)} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{I_e(r'_e \| R_E)}{I_e}$$

Dacă $R_E >> r'_e$, atunci:

$$R_{in(emitor)} \cong r'_e \tag{6-22}$$

R_E este, de obicei, mult mai mare decât r'_e, deci ipoteza $r'_e \| R_E \cong r'_e$ se verifică în cele mai multe cazuri.

Rezistenţa de ieşire

Privind către colector, rezistenţa în c.a. a colectorului, r'_c, apare în paralel cu R_C. După cum aţi învăţat şi la amplificatorul în EC, r'_c este, de obicei, mult mai mare decât R_C, deci o aproximare satisfăcătoare a rezistenţei de ieşire este:

$$R_{out} \cong R_C \tag{6-23}$$

Câştigul în curent

Câştigul în curent este raportul curenţilor de ieşire şi de intrare. Curentul alternativ de ieşire este I_c, iar cel de intrare este I_e. Deoarece $I_c \cong I_e$, câştigul în curent este aproximativ 1.

$$A_i \cong 1 \tag{6-24}$$

Câştigul în putere

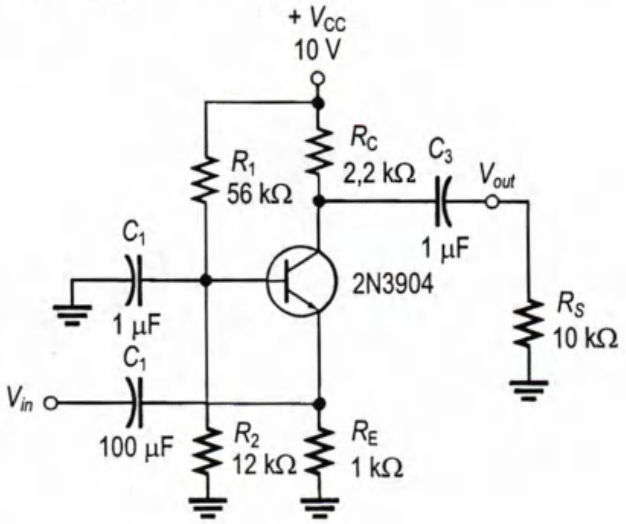
Deoarece câştigul în curent este aproximativ 1 pentru amplificatoarele cu baza comună şi $A_p = A_v A_i$, câştigul în putere este aproximativ egal cu câştigul în tensiune.

$$A_p \cong A_v \tag{6-25}$$

EXEMPLUL 6-11

Calculați rezistența de intrare, câștigul în tensiune, în curent și în putere pentru amplificatorul din fig. 6-35. $\beta_{c.c.} = 250$.

FIGURA 6-35



Rezolvare

În primul rând trebuie calculat I_E pentru a putea afla r'_e. Apoi $R_{in} \cong r'_e$. Întrucât $\beta_{c.c.}R_E >> R_2$, rezultă:

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)V_{CC} = \left(\frac{12\ \text{k}\Omega}{68\ \text{k}\Omega}\right)10\ \text{V} = 1{,}76\ \text{V}$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}76\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}06\ \text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1{,}06\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 1{,}06\ \text{mA}$$

Prin urmare:

$$R_{in} \cong r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{I_E} = \frac{25\ \text{mV}}{1{,}06\ \text{mA}} = \mathbf{23{,}6\ \Omega}$$

Câștigul în tensiune se calculează astfel:

$$R_c = R_C \parallel R_S = 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 1{,}8\ \text{k}\Omega$$

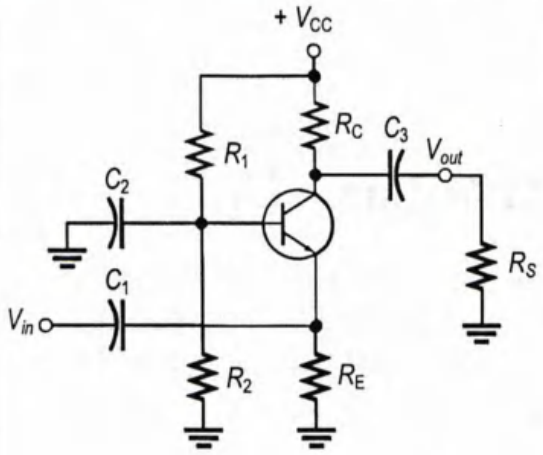
$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{1{,}8\ \text{k}\Omega}{23{,}6\ \Omega} = \mathbf{76{,}3}$$

De asemenea, $A_i \cong \mathbf{1}$ și $A_p \cong A_v = \mathbf{76{,}3}$.

Exercițiu complementar Calculați A_v pentru circuitul din fig. 6-35, dacă $\beta_{c.c.} = 50$.

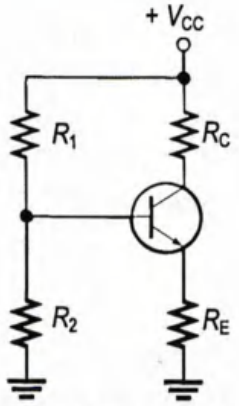
Amplificatorul cu baza comună - rezumat

Circuitul cu polarizare prin divizor de tensiune



- Intrare în emitor. Ieșire din colector.
- Nu are loc inversarea fazei de la intrare la ieșire.
- Rezistența de intrare este mică. Rezistența de ieșire este mare.
- Câștigul maxim în curent este 1.
- Baza se află la masa de c.a.

Circuite echivalente și formule



Circuitul echivalent de c.c.

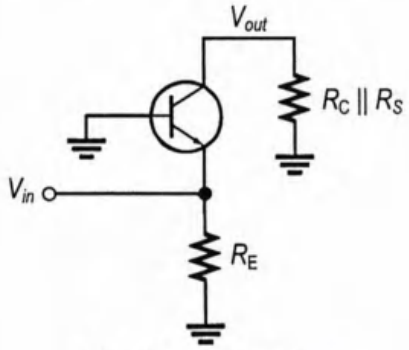
- Formule pentru c.c.:

$$V_B = \left(\frac{R_2 \parallel \beta_{c.c.} R_E}{R_1 + R_2 \parallel \beta_{c.c.} R_E} \right) V_{CC}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$



Circuitul echivalent de c.a.

- Formule pentru c.a.:

$$r'_e = \frac{25\,\text{mV}}{I_E}$$

$$R_{in(emitor)} \cong r'_e$$

$$R_{out} \cong R_C$$

$$A_v \cong \frac{R_C}{r'_e}$$

$$A_i \cong 1$$

$$A_p \cong A_v$$

SECȚIUNEA 6-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Poate fi realizat același câștig în tensiune atât cu un amplificator cu baza comună, cât și cu unul cu emitorul comun?
2. Rezistența de intrare a amplificatoarelor cu baza comună este mare sau mică?
3. Care este câștigul maxim în curent al unui amplificator cu baza comună?

6-6 AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

Unele amplificatoare pot fi conectate în cascadă, ieșirea unuia furnizând semnal la intrarea altuia. Fiecare amplificator dintr-o asemenea cascadă se numește etaj. Principalul scop al unei astfel de configurații este mărirea câștigului în tensiune total.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați amplificatoarele cu mai multe etaje și să analizați funcționarea lor

- Să calculați câștigul în tensiune aferent întregii cascade
- Să exprimați în decibeli (dB) câștigul în tensiune
- Să explicați adaptarea între etaje într-un amplificator cu mai multe etaje
- Să analizați fiecare etaj pentru a determina câștigul în tensiune total
- Să explicați cuplajul capacitiv în amplificatoarele cu mai multe etaje
- Să descrieți un amplificator elementar cu mai multe etaje cuplate direct
- Să descrieți un amplificator elementar cu mai multe etaje cuplate prin transformator

Câștigul în tensiune al unui lanț de mai multe etaje

Câștigul în tensiune total, A'_v, al unor amplificatoare conectate **în cascadă**, ca acelea din fig. 6-36, este produsul amplificărilor în tensiune aferente fiecărui etaj în parte.

$$A'_v = A_{v1}A_{v2}A_{v3}\dots A_{vn} \tag{6-26}$$

unde n este numărul **etajelor**.

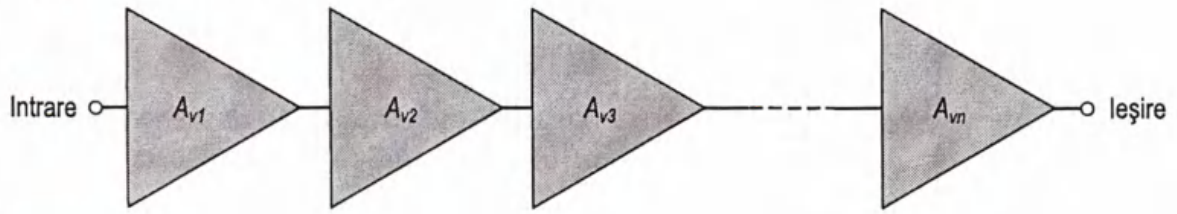


FIGURA 6-36

Amplificatoare conectate în cascadă. Fiecare triunghi reprezintă câte un amplificator.

Câștigul în tensiune exprimat în decibeli

Câștigul în tensiune al unui amplificator se exprimă deseori în **decibeli** (dB), astfel:

$$A_{v(dB)} = 20 \log A_v \tag{6-27}$$

Utilizarea dB ca unitate de măsură a câștigului constituie un avantaj în cazul amplificatoarelor **cu mai multe etaje** deoarece câștigul total în tensiune, exprimat în dB, este *suma* câștigurilor în tensiune ale fiecărui amplificator, exprimate în dB.

$$A'_{v(dB)} = A_{v1(dB)} + A_{v2(dB)} + \ldots + A_{vn(dB)} \tag{6-28}$$

EXEMPLUL 6-12

Amplificatoarele unui lanț de amplificare au următoarele câștiguri în tensiune: $A_{v1} = 10$, $A_{v2} = 15$ și $A_{v3} = 20$. Care este câștigul total în tensiune? Exprimați apoi câștigul fiecărui etaj în decibeli (dB) și calculați câștigul total în dB.

Rezolvare

$$A'_v = A_{v1}A_{v2}A_{v3} = (10)(15)(20) = \mathbf{3000}$$

$$A_{v1(dB)} = 20 \log 10 = \mathbf{20,0\ dB}$$

$$A_{v2(dB)} = 20 \log 15 = \mathbf{23,5\ dB}$$

$$A_{v3(dB)} = 20 \log 20 = \mathbf{26,0\ dB}$$

$$A'_v = 20{,}0\ \text{dB} + 23{,}5\ \text{dB} + 26{,}0\ \text{dB} = \mathbf{69,5\ dB}$$

Exercițiu complementar Amplificatoarele unui lanț de amplificare au următoarele câștiguri în tensiune: $A_{v1} = 25$, $A_{v2} = 5$ și $A_{v3} = 12$. Care este câștigul total în tensiune? Exprimați câștigul fiecărui etaj în dB și calculați câștigul total în dB.

Analiza amplificatoarelor cu mai multe etaje

În vederea unei mai bune înțelegeri am ales ca exemplu un amplificator cu două etaje cuplate capacitiv, prezentat în fig. 6-37. Observați că ambele etaje sunt amplificatoare cu emitorul comun, identice, ieșirea primului etaj fiind cuplată capacitiv cu intrarea celui de-al doilea. Cuplajul capacitiv împiedică transferarea tensiunii de polarizare a unui etaj către etajul următor, permițând doar circulația semnalului de c.a., fără introducerea unei atenuări, deoarece $X_C = 0\ \Omega$ la frecvența de lucru. Tranzistoarele sunt notate T_1 și T_2.

Probleme de adaptare Atunci când calculăm câștigul în tensiune al primului etaj trebuie să ținem seama de influența asupra lui a sarcinii constituite de cel de-al doilea etaj. Întrucât condensatorul de cuplaj C_3 este, practic, scurtcircuit la frecvența semnalului, rezistența totală de intrare a celui de-al doilea etaj constituie sarcina în c.a. a primului etaj.

Privind dinspre colectorul lui T_1, cele două rezistoare de polarizare din etajul al doilea, R_5 și R_6, apar în paralel cu rezistența de intrare în baza lui T_2. Cu alte cuvinte, în c.a., din colectorul lui T_1 se văd R_3, R_5, R_6 și $R_{in(bază2)}$, din etajul al doilea, grupate în paralel între colectorul lui T_1 și masa de c.a. Concret, rezistența în c.a. din colectorul lui T_1 este formată din toate aceste rezistențe în paralel, ca în fig. 6-38. Sarcina constituită de etajul al doilea reduce câștigul în tensiune al primului etaj deoarece, practic, rezistența în c.a. din colectorul primului etaj este mai mică decât valoarea rezistorului din colector, R_3. Amintiți-vă că $A_v = R_c/r'_e$.

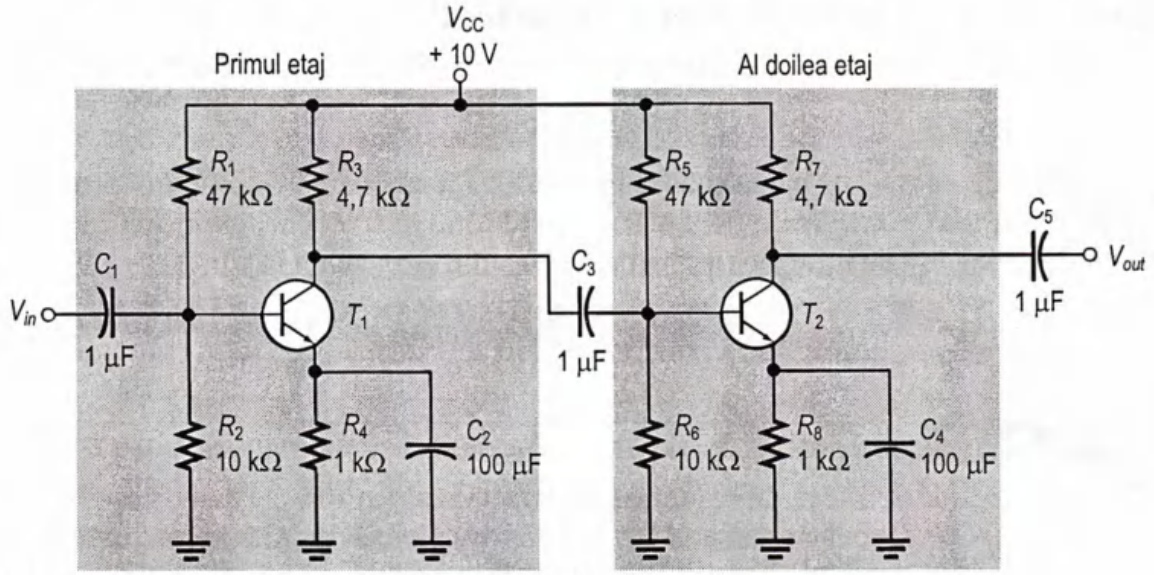


FIGURA 6-37 $\beta_{c.c.} = \beta_{c.a.} = 150$, pentru T_1 și T_2

Amplificator cu emitorul comun cu două etaje.

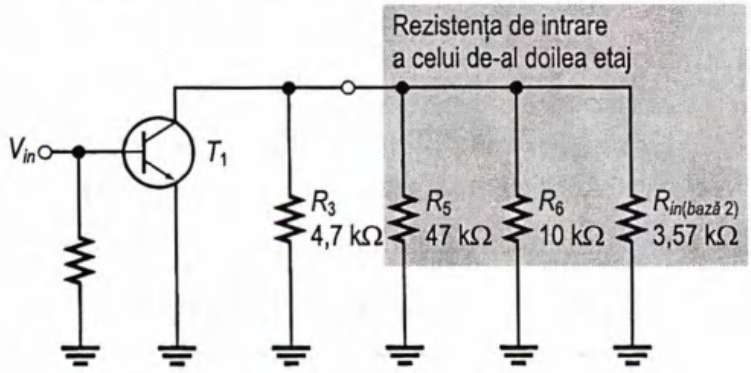


FIGURA 6-38

Circuitul echivalent de c.a. al primului etaj din figura 6-37, cu sarcina constituită de rezistența de intrare a celui de-al doilea etaj.

Câștigul în tensiune al primului etaj Rezistența de colector, în c.a., a primului etaj este:

$$R_{c1} = R_3 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel R_{in(bază\,2)}$$

Amintiți-vă că indicii scriși cu litere mici cursive reprezintă mărimi de c.a., ca, de exemplu, R_c.

Prin calcule de acum cunoscute se deduc valorile: I_E = 1,05 mA, r'_e = 23,8 Ω și $R_{in(bază2)}$ = 3,57 kΩ. Rezistența echivalentă, în c.a., din colectorul primului etaj va fi:

$$R_{c1} = 4{,}7\ \text{k}\Omega \parallel 47\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega \parallel 3{,}57\ \text{k}\Omega = 1{,}63\ \text{k}\Omega$$

Deci câștigul în tensiune între baza și colectorul primului etaj este:

$$A_{v1} = \frac{R_{c1}}{r'_e} = \frac{1{,}63\ \text{k}\Omega}{23{,}8\ \Omega} = 68{,}5$$

Câștigul în tensiune al celui de-al doilea etaj Al doilea etaj nu are rezistor de sarcină, deci rezistența văzută în c.a. din colectorul său este R_7, iar câștigul are valoarea:

$$A_{v2} = \frac{R_7}{r'_e} = \frac{4{,}7\ \text{k}\Omega}{23{,}8\ \Omega} = 197$$

Comparați această valoare cu câștigul primului etaj și remarcați cât de redus este cel din urmă din cauza sarcinii constituite de etajul al doilea.

Câștigul total în tensiune Câștigul total al amplificatorului, în absența sarcinii de la ieșire, este:

$$A'_v = A_{v1}A_{v2} = (68{,}5)(197) = 13495$$

Dacă, de exemplu, primului etaj i se aplică un semnal de 100 μV, iar în circuitul de intrare în bază nu se produce nici o atenuare datorată rezistenței interne a sursei, valoarea tensiunii rezultate la ieșirea celui de-al doilea etaj va fi de (100μV)(13495) ≅ 1,35 V. Câștigul total în tensiune poate fi exprimat și în dB astfel:

$$A'_{v(\text{dB})} = 20 \log\ (13495) = 82{,}6\ \text{dB}$$

Tensiunile continue din amplificatorul cu două etaje cuplate capacitiv Întrucât cele două etaje ale amplificatorului din fig. 6-37 sunt identice, tensiunile continue aferente tranzistoarelor T_1 și T_2 sunt aceleași. Deoarece $\beta_{c.c.}R_4 >> R_2$ și $\beta_{c.c.}R_8 >> R_6$, tensiunea continuă din bazele celor două tranzistoare este:

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)V_{CC} = \left(\frac{10\ \text{k}\Omega}{57\ \text{k}\Omega}\right)10\ \text{V} = 1{,}75\ \text{V}$$

Tensiunile continue în emitor și în colector sunt:

$$V_E = V_B - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}05\ \text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_4} = \frac{1{,}05V}{1\ \text{k}\Omega} = 1{,}05\ \text{mA}$$

$$I_C \cong I_E \doteq 1{,}05\ \text{mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_3 = 10\ \text{V} - (1{,}05\ \text{mA})(4{,}7\ \text{k}\Omega) = 5{,}07\ \text{V}$$

Amplificatoare cu mai multe etaje cuplate direct

În fig. 6-39 este prezentat un amplificator elementar cu două etaje cuplate direct. Observați că în circuit nu există condensatoare de cuplaj sau de decuplare. Tensiunea continuă din colectorul primului etaj asigură și polarizarea bazei celui de-al doilea etaj. Datorită cuplajului direct, acest tip de amplificator are un răspuns mai bun la frecvențe joase decât cel cu cuplaj capacitiv, la care reactanțele condensatoarelor de cuplaj și de decuplare pot deveni supradimensionate la frecvențe foarte joase. Reactanța mărită a condensatoarelor la frecvențe joase duce la scăderea câștigului amplificatoarelor cu cuplaj capacitiv.

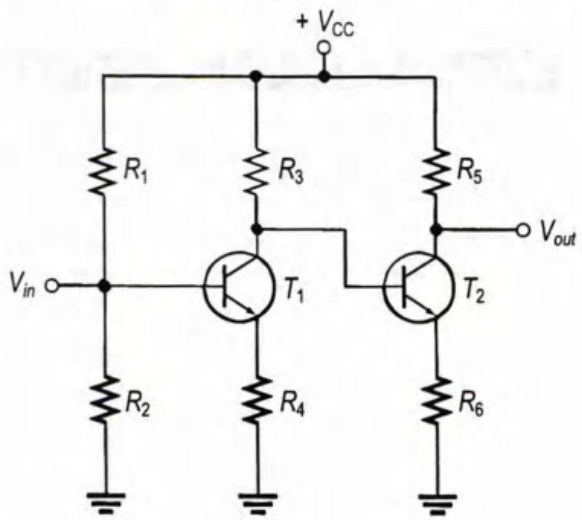


FIGURA 6-39

Amplificator elementar cu două etaje cuplate direct.

Amplificatoarele cu cuplaj direct mai pot fi folosite pentru amplificarea frecvențelor joase până la curent continuu (0 Hz) fără micșorarea câștigului în tensiune, deoarece circuitul nu conține reactanțe capacitive. Dezavantajul lor este faptul că orice mică variație a tensiunii de polarizare, din cauza temperaturii sau a variațiilor sursei de alimentare, este amplificată succesiv de toate etajele, ceea ce poate duce la o alunecare semnificativă a nivelurilor de c.c. din circuit.

Amplificatoare cu mai multe etaje cuplate prin transformator

În fig. 6-40 este prezentat un amplificator elementar cu două etaje cuplate prin transformator. Cuplajul prin transformator se folosește mult în amplificatoarele de înaltă frecvență, cum sunt cele care intră în alcătuirea etajelor de RF (radiofrecvență) și de FI (frecvență intermediară) din receptoarele radio și TV. În domenii de frecvențe mai joase, cum sunt frecvențele **audio**, dimensiunile transformatoarelor devin prohibitive. În paralel cu înfășurarea primarului se conectează, de obicei, un condensator, în vederea obținerii rezonanței și a creșterii selectivității pentru banda de frecvențe ce se dorește a fi amplificată.

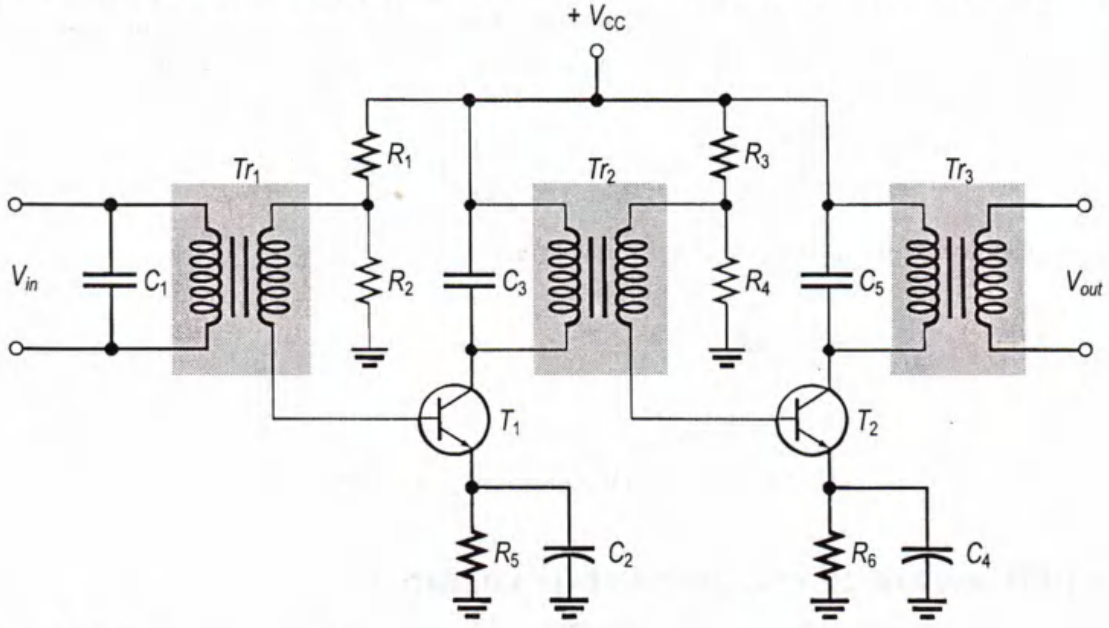


FIGURA 6-40

Amplificator elementar cu două etaje cuplate prin transformator.

SECȚIUNEA 6-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce semnificație are cuvântul *etaj*?
2. Cum se calculează câștigul în tensiune total al unui amplificator cu mai multe etaje?
3. Exprimați în dB un câștig în tensiune de 500.
4. Prezentați un dezavantaj al amplificatoarelor cuplate capacitiv.

6-7 DEPANARE

Indiferent de tipul circuitului cu care lucrați, înainte de a încerca să-i depistați defectele trebuie să cunoașteți cum funcționează el în condiții normale. Amplificatorul cu două etaje cuplate capacitiv, prezentat în secțiunea 6-6 va fi folosit pentru ilustrarea unei activități de depanare uzuale.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să depanați circuite de amplificare

- ▶ Să prezentați întregul proces de depanare
- ▶ Să aplicați metodele de depanare în cazul unui amplificator cu două etaje
- ▶ Să folosiți metoda urmăririi semnalului
- ▶ Să analizați posibilitățile de defectare

Este momentul să revedeți procedeele generale de depanare prezentate în capitolul 2. Amplificatorul format din două etaje cu emitorul comun, prezentat în secțiunea 6-6, constituie circuitul pe care vom exemplifica metodele de bază de depanare a amplificatoarelor cu mai multe etaje.

Când depanați un circuit aveți nevoie, în primul rând, de schema lui, pe care să fie înscrise tensiunile corecte de c.c. și de semnal. Pentru a putea depista o tensiune incorectă trebuie să știți care sunt valorile corecte. Pe unele scheme sunt înscrise tensiunile corecte în anumite puncte ale circuitului. Dacă schema dumneavoastră nu oferă această facilitate, este necesar să calculați tensiunile corecte folosindu-vă de cunoștințele despre funcționarea circuitului. În fig. 6-41 apare schema amplificatorului cu două etaje analizat în secțiunea precedentă. Pe ea sunt indicate tensiunile corecte din fiecare punct al lanțului de amplificare.

Efectuarea integrală a depanării

Pentru un circuit sau un aparat care funcționează anormal sau nu funcționează deloc, activitatea de depanare se desfășoară, în mod normal, astfel:

1. Se identifică simptomele.
2. Se controlează corectitudinea alimentării.
3. Se efectuează observații directe.
4. Se aplică una dintre tehnicile de urmărire a semnalului, pentru a localiza defectul.
5. Se analizează posibilitățile de defectare, pentru a restrânge aria de căutare la o componentă sau un grup de componente.
6. Se remediază defectul prin înlocuirea componentelor.

Aplicarea tehnicilor de depanare în cazul amplificatorului cu două etaje Pentru a stabili care este componenta defectă a amplificatorului cu două etaje urmați cele șase etape de depanare, așa cum se explică în continuare.

Etapa 1: *Verificați tensiunile de intrare și de ieșire.* Să presupunem că din măsurătorile efectuate tragem concluzia că tensiunea semnalului de intrare este corectă. Însă, la ieșire nu se regăsește tensiunea de semnal sau aceasta este mult mai mică decât ar trebui să fie, așa cum se prezintă în fig. 6-42.

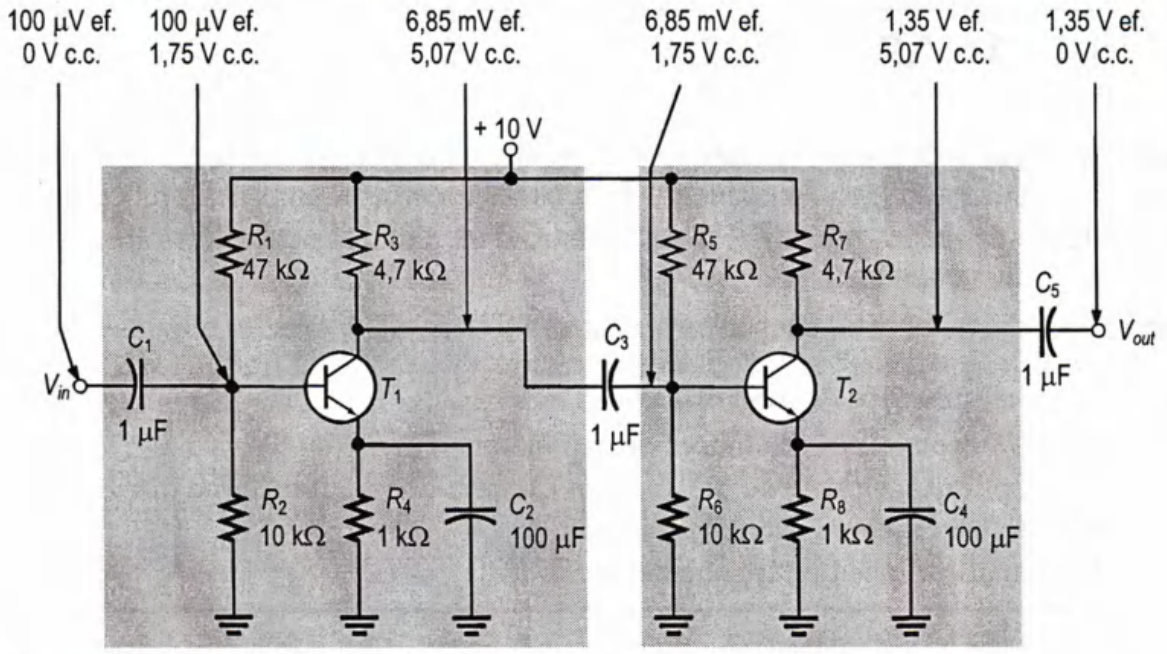


FIGURA 6-41

Amplificator cu emitorul comun, cu două etaje, având indicate tensiunile corecte. Ambele tranzistoare au beta de 150. Alte valori β vor duce la o uşoară modificare a parametrilor de funcţionare.

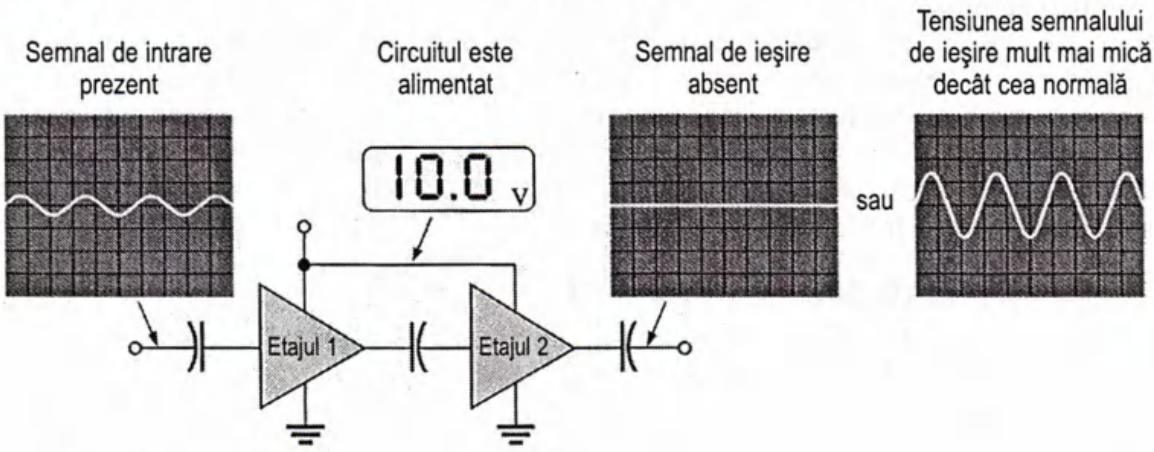


FIGURA 6-42

Prima verificare a unui amplificator cu două etaje defect.

Etapa 2: *Verificaţi corectitudinea alimentării.* Să presupunem că sursa de alimentare furnizează tensiunea corectă, ca în fig. 6-42.

Etapa 3: *Efectuaţi o verificare prin observaţie directă.* Presupunem că nu aţi descoperit nimic în neregulă.

Etapa 4: *Aplicaţi metoda urmăririi semnalului începând de la mijlocul circuitului.* Verificaţi tensiunile la ieşirea primului etaj. Absenţa tensiunii de semnal sau o valoare a acesteia mult mai mică decât cea normală ne arată că defectul se găseşte în primul etaj. O tensiune continuă incorectă atrage atenţia tot asupra primului etaj. Dacă tensiunea de semnal şi tensiunea continuă sunt corecte la ieşirea primului etaj, înseamnă că defectul se găseşte în etajul al doilea. Prin această verificare aţi restrâns aria de căutare la unul dintre cele două etaje. Etapa 4 este ilustrată de figura 6-43.

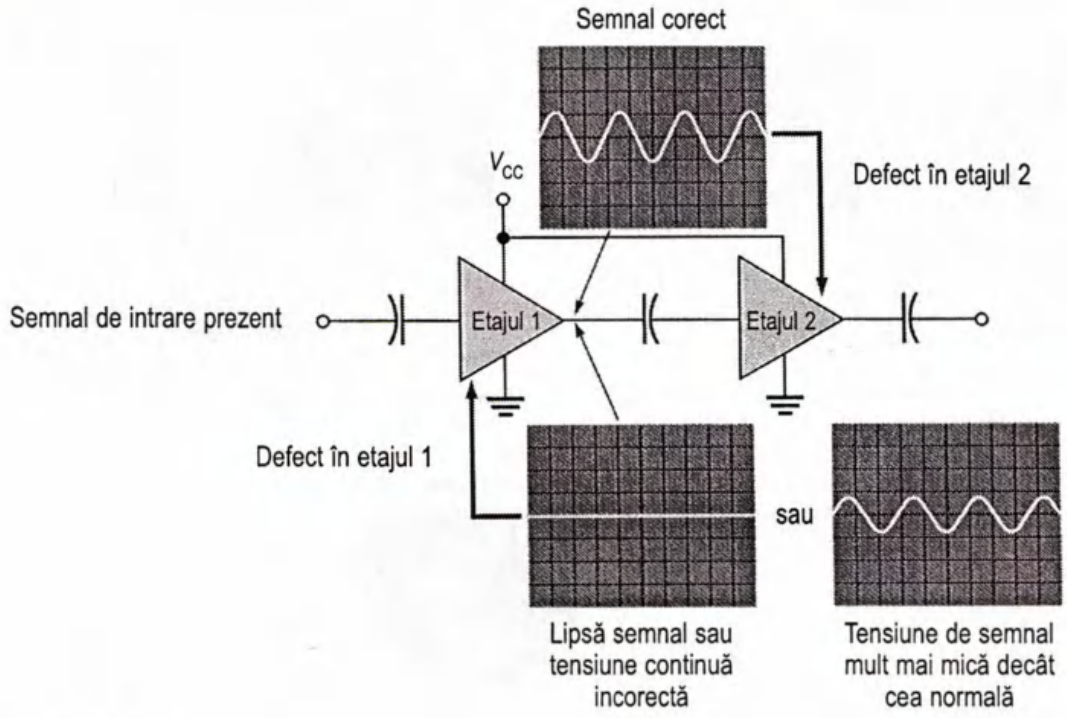


FIGURA 6-43

Urmărirea semnalului începând de la mijlocul circuitului indică etajul defect.

Etapa 5: *Analizați posibilitățile de defectare.* Concentrați-vă asupra etajului defect și stabiliți ce componentă poate produce, prin defectare, tensiunea de ieșire incorectă.

Simptom: Tensiuni continue incorecte.

Defecte: Defectarea oricărui rezistor sau a tranzistorului va duce la apariția unei tensiuni de polarizare incorecte. Un condensator de cuplaj sau de decuplare cu scurgeri afectează, de asemenea, tensiunea continuă de polarizare. Pentru identificarea componentei defecte mai sunt necesare câteva măsurători în cadrul etajului.

Tensiunile alternative incorecte și defectele cele mai probabile sunt prezentate în fig. 6-44, astfel:

(a) *Simptomul 1:* Lipsește tensiunea de semnal la ieșire; tensiunea continuă este corectă.

Simptomul 2: Lipsește tensiunea de semnal din bază; tensiunea continuă este corectă.

Defect: Condensatorul de cuplaj de la intrare este întrerupt. Din această cauză, semnalul nu ajunge în bază.

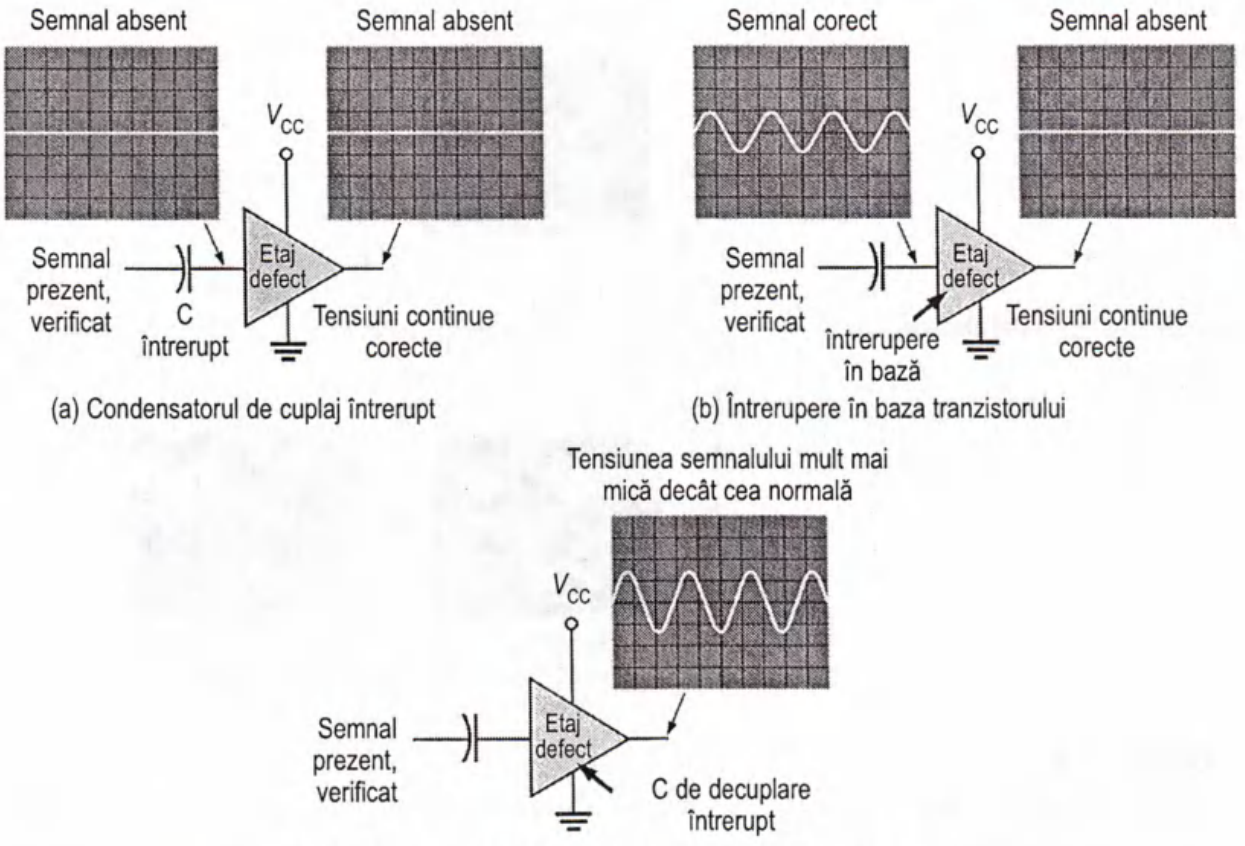
(b) *Simptom:* Semnalul este corect în bază, dar absent la ieșire.

Defect: Întrerupere în baza tranzistorului.

(c) *Simptom:* Tensiunea semnalului de ieșire mult mai mică decât cea normală; tensiunea continuă este corectă.

Defect: Condensatorul de decuplare este întrerupt.

Etapa 6: *Înlocuiți sau reparați.* Cu alimentarea întreruptă, înlocuiți componenta defectă sau refaceți conexiunea necorespunzătoare. Alimentați apoi circuitul și verificați dacă funcționează corect.



(a) Condensatorul de cuplaj întrerupt

(b) Întrerupere în baza tranzistorului

(c) Condensatorul de decuplare a rezistorului din emitor întrerupt

FIGURA 6-44

Depanarea unui etaj defect.

EXEMPLUL 6-13

Amplificatorul cu două etaje din fig. 6-41 nu mai funcționează normal. Imaginați-vă un defect și descrieți etapele necesare pentru remedierea lui.

Rezolvare

În cazul unui defect imaginat, depanarea se face astfel:

Etapa 1: Ați verificat că la intrare există semnal, dar măsurarea arată că la ieșire nu există tensiune de semnal.

Etapa 2: Circuitul este alimentat, întrucât măsurarea V_{CC} indică valoarea corectă.

Etapa 3: Presupunem că nu există nici un defect vizibil, cum ar fi un rezistor înnegrit, un strop de fludor, o bucățică de sârmă, o conexiune întreruptă sau o componentă foarte fierbinte.

Etapa 4: Tensiunea semnalului și tensiunea continuă din colectorul lui T_1 sunt corecte. Aceasta înseamnă că defectul se află în cel de-al doilea etaj sau la condensatorul de cuplaj dintre etaje, C_3.

Etapa 5: În baza lui T_2, tensiunea semnalului și cea continuă sunt corecte. Astfel am eliminat posibilitatea ca defectul să se afle la C_3 sau în circuitul de polarizare al etajului al doilea.

În colectorul lui T_2 se măsoară 10 V, dar tensiunea de semnal lipsește. Această măsurare, efectuată chiar în colectorul tranzistorului, arată fie

că între colector și V_{CC} există un scurtcircuit, fie că tranzistorul este întrerupt intern.

Între V_{CC} și conexiunea colectorului nu se observă nici un scurtcircuit. Este puțin probabil ca rezistorul din colector, R_7, să fie scurtcircuitat, dar îl vom controla cu ohmmetrul după ce întrerupem alimentarea.

În acest mod am eliminat posibilitatea existenței unui scurtcircuit. Celelalte defecte posibile sunt: (a) tranzistorul T_2 întrerupt intern sau (b) rezistorul sau conexiunea emitorului întrerupte. Verificăm toate aceste variante cu un tranzistormetru și/sau un ohmmetru, după deconectarea de la sursa de alimentare.

Etapa 6: Se înlocuiește componenta defectă sau se reface conexiunea întreruptă, după care se verifică buna funcționare a circuitului.

Exerciţiu complementar Identificați defectele posibile dacă în etapa 5 în baza lui T_2 nu există tensiune de semnal, dar tensiunea continuă este corectă.

SECȚIUNEA 6-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Dacă, în fig. 6-41, C_4 ar fi întrerupt, cum s-ar modifica semnalul de ieșire? Dar nivelul de c.c. din colectorul lui T_2?
2. Dacă, în fig. 6-41, R_5 ar fi întrerupt, cum s-ar modifica semnalul de ieșire?
3. Dacă, în fig. 6-41, condensatorul de cuplaj C_3 ar fi străpuns, s-ar modifica vreuna dintre tensiunile continue din amplificator? În cazul unui răspuns afirmativ, care tensiuni?

6-8 APLICAȚIE PRACTICĂ

Compania pentru care lucrați proiectează, produce și comercializează sisteme de amplificare audio pentru spații largi, utile în halele de service auto, supermagazine, spații de depozitare etc. Atribuția dumneavoastră este realizarea produsului de bază din această gamă, și anume un preamplificator simplu, cu o intrare de microfon, urmat de un amplificator de putere și un difuzor. Pentru a vă achita de îndatoriri va trebui să aplicați cunoștințele acumulate în acest capitol.

Sistemul de amplificare audio

Sistemul este format dintr-un microfon magnetic, un preamplificator cu două etaje, un amplificator de putere și un difuzor. Aceasta este configurația de bază a sistemului de amplificare audio pe care compania la care lucrați intenționează să-l producă și să-l comercializeze. Sistemul – de anvergură redusă – este destinat întreprinderilor mici, pentru convocarea angăjaților sau pentru efectuarea de anunțuri.

Schema bloc a sistemului este prezentată în fig. 6-45. Microfonul se conectează la preamplificator, care este prevăzut cu posibilitatea de reglare a volumului. Ieșirea preamplificatorului se conectează la intrarea amplificatorului de putere, care debitează pe un

difuzor. O sursă de alimentare cu c.c. asigură tensiunile continue necesare circuitelor, constituind o parte integrantă a sistemului.

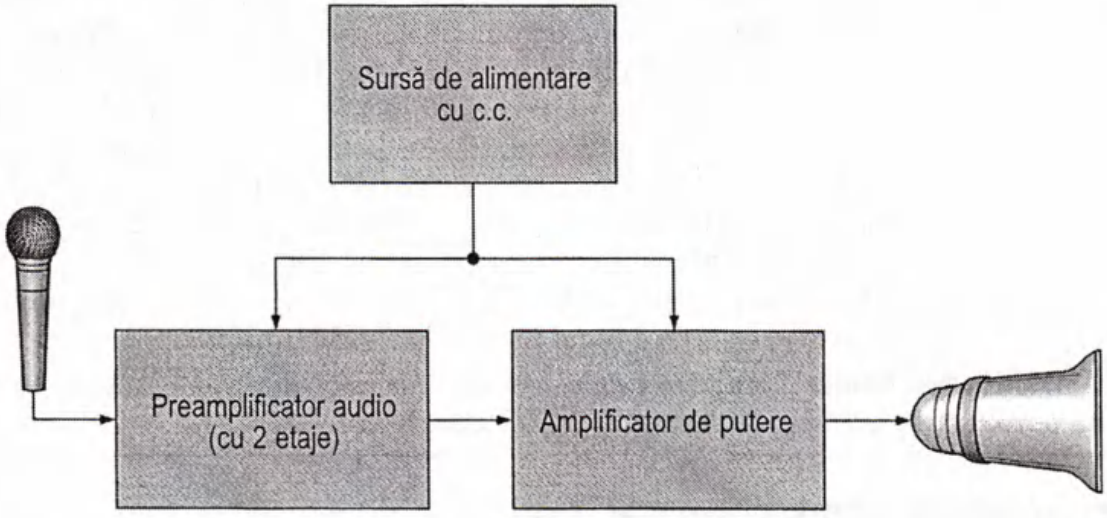


FIGURA 6-45

Schema bloc a configurației de bază a sistemului de amplificare audio.

Parametrii impuşi sistemului

- Microfonul magnetic are o impedanță de ieșire de 30 Ω și furnizează la ieșire o tensiune medie de 2 mV ef la nivelul de vorbire obișnuit. Răspunsul este cuprins în gama de frecvențe 100 Hz ... 8000 Hz.
- Difuzorul are impedanța de 8 Ω și suportă puteri de până la 15 W. Răspunsul său este cuprins în gama de frecvențe 100 Hz ... 7500 Hz.
- Domeniul minim de frecvențe de lucru al amplificatorului este cuprins între 300 Hz și 5000 Hz.

Principiul de funcționare Schema preamplificatorului cu două etaje este prezentată în fig. 6-46. Primul etaj este un amplificator cu baza comună, iar cel de-al doilea este un amplificator cu emitorul comun, cu decuplare parțială a rezistorului din emitor; această rezistență este formată din rezistorul cu valoare fixă R_8 și din potențiometrul R_9, cu care se poate varia nivelul volumului.

Schema de față conține un amplificator cu baza comună ca etaj de intrare. Amplificatorul cu emitorul comun din etajul al doilea are prevăzut, în circuitul de emitor, un potențiometru pentru varierea câștigului în tensiune, deci a volumului.

Ieșirea acestui amplificator se conectează la intrarea amplificatorului de putere, care urmează a fi proiectat mai târziu (în capitolul 7). Pentru moment trebuie să vă concentrați asupra preamplificatorului, care se află în faza de testare.

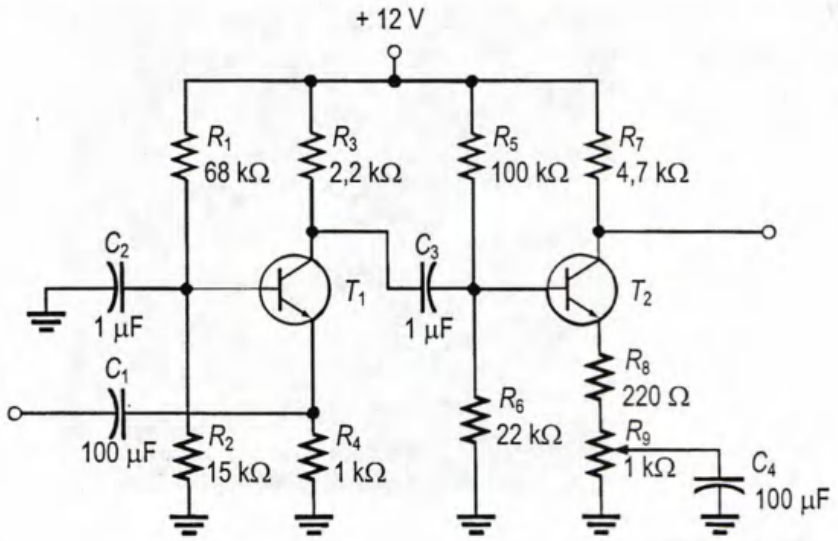


FIGURA 6-46

Schema circuitului de preamplificare. Ambele tranzistoare sunt de tipul 2N3904.

Analiza circuitului de preamplificare

- Calculați rezistența de intrare a primului etaj.
- Ce procent din puterea furnizată de microfon (în mW) este transferat amplificatorului?
- Calculați tensiunile continue din baza, emitorul și colectorul fiecăruia dintre tranzistoarele T_1 și T_2.
- Calculați câștigul total în tensiune al amplificatorului.
- Calculați intensitatea curentului absorbit de la sursa de alimentare cu c.c. în absența semnalului de intrare în amplificator.
- Determinați valoarea minimă standardizată a puterii fiecărui rezistor.
- *Analiză opțională:* Calculați frecvența minimă amplificată în circuit fără scăderea câștigului cu mai mult de 3 dB. Condensatoarele de cuplaj și rezistențele de intrare ale etajelor amplificatorului sunt cele care determină răspunsul la frecvențe joase.

Circuitul sursei de alimentare

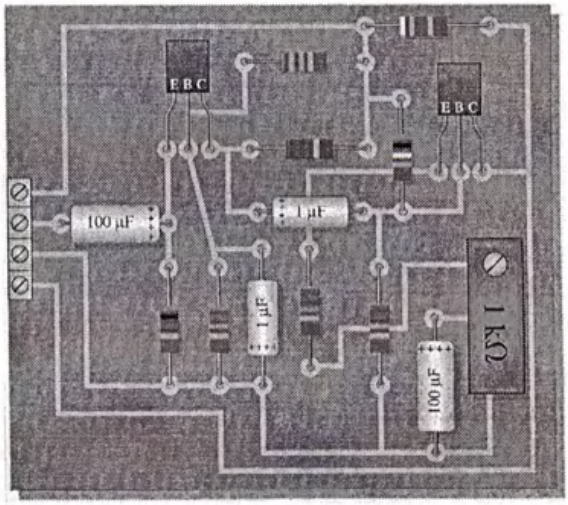
Sursa de alimentare cu c.c. este cea realizată în cadrul aplicației practice din capitolul 2, cu excepția faptului că trebuie să furnizeze o tensiune stabilizată de aproximativ +12 V. Precizați ce modificări sunt necesare pentru a adapta sursa de alimentare sistemului în discuție.

Cartela cu circuitul imprimat

- Verificați conformitatea cu schema a cartelei cu circuitul imprimat din fig. 6-47.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

FIGURA 6-47

Cartela cu circuitul imprimat al preamplificatorului.



Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări, la frecvența de 5 kHz, a cartelei cuprinzând preamplificatorul, folosind punctele de măsură (cerculețele numerotate) indicate, la bancul de testare prezentat în fig. 6-48. Un generator de funcții constituie sursa de semnal, valoarea semnalului putând fi atenuată, dacă este necesar, prin intermediul unui potențiometru până când ajunge suficient de mică pentru a simula semnalul furnizat de microfon.

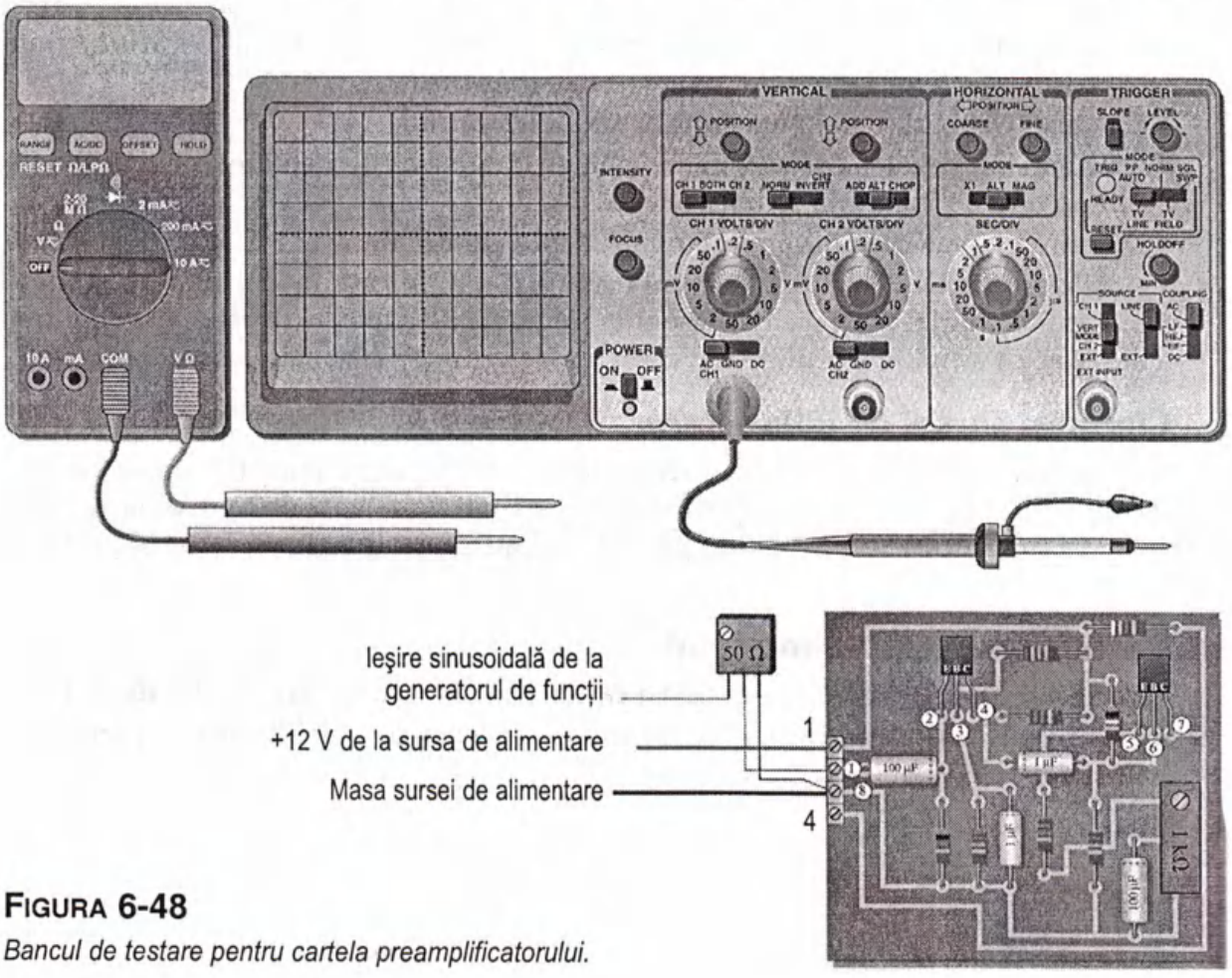


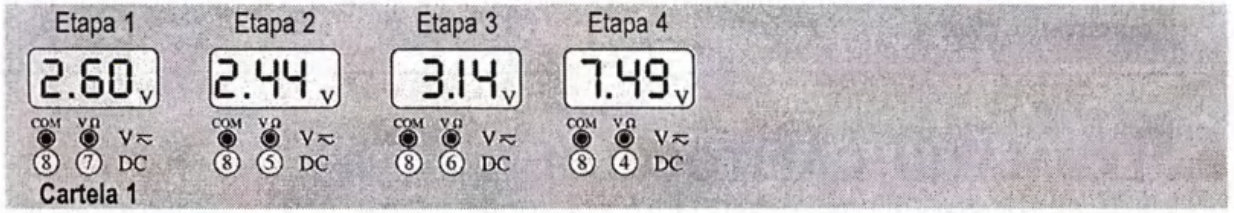
FIGURA 6-48

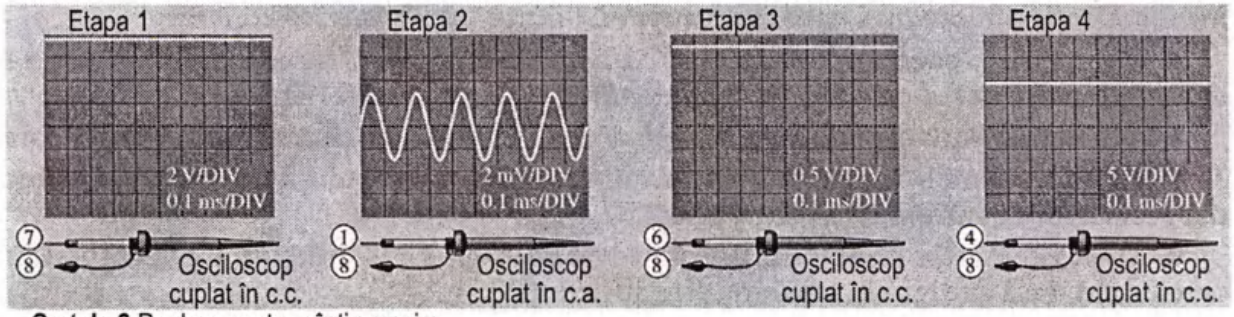
Bancul de testare pentru cartela preamplificatorului.

- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate. Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

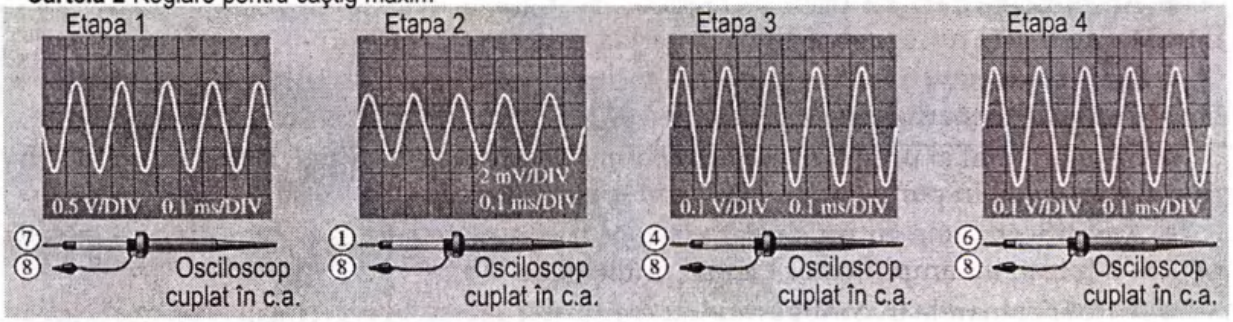
Depanarea

Câteva cartele prototip au fost asamblate și pregătite pentru testare. Ținând seama de succesiunea măsurătorilor de la bancul de testare, stabiliți defectul cel mai probabil pentru fiecare cartelă din fig. 6-49. Cerculețele numerotate desemnează conexiunile cu punctele de măsură de pe cartelă.





Cartela 2 Reglare pentru câștig maxim



Cartela 3 Reglare pentru câștig maxim

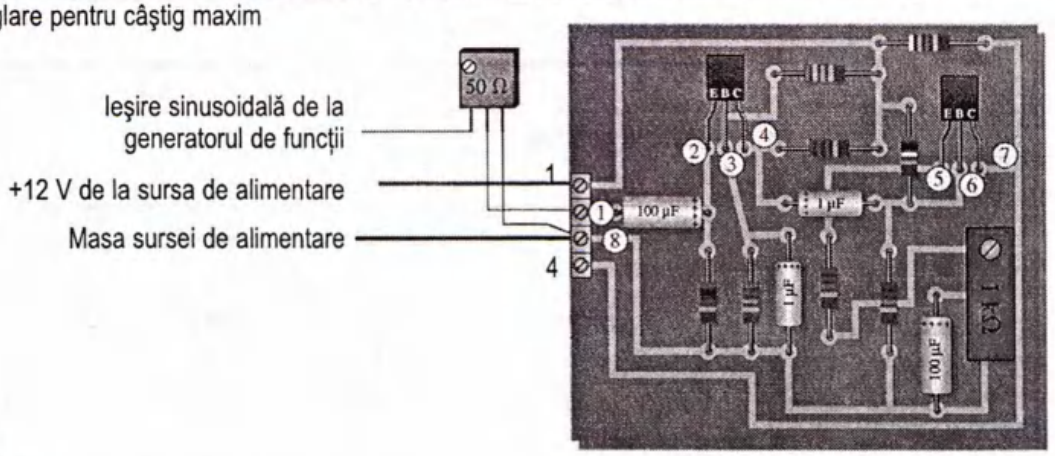


FIGURA 6-49

Rezultatele testării a trei cartele cu circuitele defecte.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul preamplificatorului audio, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitului.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele cu circuitele defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema pentru fiecare cartelă cu circuitul defect.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Amplificatoarele de semnal mic utilizează pentru amplificarea semnalului numai o mică porțiune din dreapta de sarcină.

■ Parametrii *h* sunt importanți pentru tehnicieni și tehnologi deoarece ei caracterizează tranzistoarele, constituind date de catalog ale producătorilor.

■ Parametrii *r* sunt ușor de identificat și de aplicat la analiza circuitelor cu tranzistoare.

■ Amplificatoarele cu emitorul comun au câștiguri bune în tensiune, curent și putere, dar rezistența de intrare este relativ scăzută.

■ Amplificatoarele cu colectorul comun au rezistență mare de intrare și câștigul în curent bun, însă câștigul în tensiune este aproximativ 1.

■ Amplificatoarele cu baza comună au câștigul în tensiune bun, dar rezistența de intrare este foarte mică, iar câștigul în curent este aproximativ 1.

■ Două tranzistoare în configurație Darlington realizează înmulțirea parametrilor lor beta în scopul creșterii rezistenței de intrare.

■ Câștigul total al unui amplificator cu mai multe etaje este egal cu produsul câștigurilor fiecărui etaj în parte (suma câștigurilor exprimate în dB).

■ Amplificatoarele cu un singur etaj pot fi conectate succesiv, prin diverse metode, pentru a forma un amplificator cu mai multe etaje.

■ Amplificatoarele în configurație cu emitorul comun, cu colectorul comun și cu baza comună sunt prezentate sistematizat în tabelul 6-5.

TABELUL 6-5

Comparație între cele trei configurații de amplificatoare. Câștigul în curent, rezistența de intrare și cea de ieșire au valorile maxime realizabile, cu aproximație, dacă se neglijează rezistoarele de polarizare.

	EC	CC	BC
Câștigul în tensiune, A_v	Mare R_C/r'_e	Mic $\cong 1$	Mare R_C/r'_e
Câștigul în curent, $A_{i(max)}$	Mare $\beta_{c.a.}$	Mare $\beta_{c.a.}$	Mic $\cong 1$
Câștigul în putere, A_p	Foarte mare $A_i A_v$	Mare $\cong A_i$	Mare $\cong A_v$
Rezistența de intrare, $R_{in(max)}$	Mică $\beta_{c.a.} r'_e$	Mare $\beta_{c.a.} R_E$	Foarte mică r'_e
Rezistența de ieșire, R_{out}	Mare R_c	Foarte mică $(R_g/\beta_{c.a.}) \parallel R_E$	Mare R_c

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc şi în glosarul de la sfârşitul cărţii.

Amplificator cu mai multe etaje Circuit de amplificare cu minimum două tranzistoare; amplificatoare conectate în cascadă.

Atenuare Reducerea nivelului de putere, curent sau tensiune.

Audio Referitor la gama de frecvenţe a undelor sonore, care pot fi auzite de urechea umană.

Bază comună (BC) Configuraţie de amplificator cu tranzistor bipolar cu joncţiuni în care baza este terminalul comun faţă de semnalul de c.a. sau masă.

Cascadă Mod de ordonare a circuitelor în care ieşirea unui circuit este conectată la intrarea circuitului următor.

Colector comun (CC) Configuraţie de amplificator cu tranzistor bipolar cu joncţiuni în care colectorul este terminalul comun faţă de semnalul de c.a. sau masă.

Configuraţie Darlington Circuit format din două tranzistoare cu colectoarele conectate împreună şi cu emitorul primului conectat cu baza celui de-al doilea pentru a realiza înmulţirea parametrilor lor beta.

Decibel Unitate de măsură a unui raport exprimat logaritmic, de exemplu, un raport de puteri sau de tensiuni.

Emitor comun (EC) Configuraţie de amplificator cu tranzistor bipolar cu joncţiuni în care emitorul este terminalul comun faţă de semnalul de c.a. sau masă.

Etaj Fiecare dintre circuitele de amplificare ale unei configuraţii cu mai multe tranzistoare.

Repetor pe emitor Denumire dată, în argoul specialiştilor, amplificatorului cu colectorul comun.

Stabilitate Un mod de apreciere a menţinerii unui amplificator la parametrii de funcţionare proiectaţi (PSF, câştig etc.) când beta sau temperatura variază.

■ FORMULE DE BAZĂ

(6-1) $\alpha_{c.a} = h_{fb}$ Alfa în c.a.

(6-2) $\beta_{c.a} = h_{fe}$ Beta în c.a.

(6-3) $r'_e \cong \frac{25\,\text{mV}}{I_E}$ Rezistenţa internă a emitorului în c.a.

Emitor comun

(6-4) $R_{in(bază)} = \beta_{c.a.} r'_e$ Rezistenţa de intrare în bază

(6-5) $R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{in(bază)}$ Rezistenţa totală de intrare în amplificator, cu polarizare prin divizor de tensiune

(6-6) $R_{out} \cong R_C$ Rezistenţa de ieşire

(6-7) $A_v = \frac{R_C}{r'_e}$ Câştigul în tensiune bază-colector, în absenţa sarcinii

(6-8) $A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E}$ Câștigul în tensiune fără condensator de decuplare a rezistorului din emitor

(6-9) $A_v = \frac{R_c}{r'_e}$ Câștigul în tensiune bază-colector cu R_E dublată de condensator și în prezența sarcinii

(6-10) $A_v \cong \frac{R_C}{R_{E1}}$ Câștigul în tensiune cu decuplarea parțială a rezistorului din emitor

(6-11) $R_{in(bază)} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_{E1})$ Rezistența de intrare în bază cu decuplarea parțială a rezistorului din emitor

(6-12) $A_i = \frac{I_c}{I_g}$ Câștigul în curent între sursa de la intrare și colector

(6-13) $A_p = A'_v A_i$ Câștigul în putere

Colector comun

(6-14) $A_v = \frac{R_e}{r'_e + R_e}$ Câștigul în tensiune bază-emitor

(6-15) $R_{in(bază)} \cong \beta_{c.a.}(r'_e + R_e)$ Rezistența de intrare în bază, cu sarcină

(6-16) $R_{in(tot)} = R_1 \| R_2 \| R_{in(bază)}$ Rezistența de intrare totală a amplificatorului cu polarizare prin divizor de tensiune

(6-17) $R_{out} \cong \frac{R_g}{\beta_{c.a.}} \| R_E$ Rezistența de ieșire

(6-18) $A_i = \frac{I_e}{I_{in}}$ Câștigul în curent

(6-19) $A_p \cong A_i$ Câștigul în putere

(6-20) $R_{in} = \beta_{c.a.1}\beta_{c.a.2}R_E$ Rezistența de intrare în configurația Darlington

Bază comună

(6-21) $A_v \cong \frac{R_c}{r'_e}$ Câștigul în tensiune emitor-colector

(6-22) $R_{in(emitor)} \cong r'_e$ Rezistența de intrare în emitor

(6-23) $R_{out} \cong R_C$ Rezistența de ieșire

(6-24) $A_i \cong 1$ Câștigul în curent

(6-25) $A_p \cong A_v$ Câștigul în putere

Amplificator cu mai multe etaje

(6-26) $A'_v = A_{v1}A_{v2}A_{v3}\ldots A_{vn}$ Câștigul total în tensiune

(6-27) $A_{v(dB)} = 20 \log A_v$ Câștigul în tensiune exprimat în dB

(6-28) $A'_{v(dB)} = A_{v1(dB)} + A_{v2(dB)} + \ldots + A_{vn(dB)}$ Câștigul total în tensiune exprimat în dB

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Un amplificator de semnal mic
   + (a) utilizează doar o mică porțiune din dreapta sa de sarcină
   (b) are totdeauna un semnal de ieșire de ordinul mV
   (c) intră în saturație în fiecare perioadă a semnalului de intrare
   (d) este totdeauna un amplificator cu emitorul comun
2. Parametrul h_{fe} este echivalent cu:
   (a) $\beta_{c.c.}$ + (b) $\beta_{c.a.}$ (c) r'_e (d) r'_c
3. Pentru un curent continuu de emitor de 3 mA, valoarea r'_e este, cu aproximație:
   (a) 3 kΩ (b) 3 Ω + (c) 8,33 Ω (d) 0,33 kΩ
4. Un amplificator cu emitorul comun are câștigul în tensiune de 100. Dacă se îndepărtează condensatorul de decuplare a rezistorului din emitor,
   (a) circuitul devine instabil + (b) câștigul în tensiune scade
   (c) câștigul în tensiune crește (d) PSF alunecă
5. Într-un amplificator cu colectorul comun, R_E = 100 Ω, r'_e = 10 Ω și $\beta_{c.a.}$ = 150. Rezistența de intrare în bază în c.a. este:
   (a) 1500 Ω (b) 15 kΩ (c) 110 Ω + (d) 16,5 kΩ
6. Dacă în baza amplificatorului cu colectorul comun de la întrebarea 5 se aplică un semnal de 10 mV, semnalul de ieșire va fi de aproximativ:
   (a) 100 mV (b) 150 mV (c) 1,5 V + (d) 10 mV
7. Într-un amplificator cu emitorul comun, R_C = 1 kΩ, R_E = 390 Ω, r'_e = 15 Ω și $\beta_{c.a.}$ = 75. Presupunând că R_E este complet decuplat la frecvența de lucru, câștigul în tensiune este:
   + (a) 66,7 (b) 2,56 (c) 2,47 (d) 75
8. Dacă, în circuitul de la întrebarea 7, frecvența scade până când $X_{C(decupl.)} = R_E$, câștigul în tensiune:
   (a) rămâne neschimbat + (b) scade (c) crește
9. Câștigul în tensiune al unui circuit cu colectorul comun este 50. Câștigul în putere este de aproximativ:
   (a) $50A_v$ (b) 50 (c) 1 + (d) răspunsurile (a) și (b)
10. Fiecare dintre tranzistoarele dintr-o configurație Darlington are beta de 125. Dacă R_E are 560 Ω, rezistența de intrare este de:
    (a) 560 Ω (b) 70 kΩ + (c) 8,75 MΩ (d) 140 kΩ
11. Rezistența de intrare a unui amplificator cu baza comună este:
    + (a) foarte mică (b) foarte mare (c) la fel ca în EC (d) la fel ca în CC
12. Un amplificator cu emitorul comun și polarizare prin divizor de tensiune are $R_{in(bază)}$ = 68 kΩ, R_1 = 33 kΩ și R_2 = 15 kΩ. Rezistența de intrare totală este de:
    (a) 68 kΩ × (b) 8,95 kΩ (c) 22,2 kΩ (d) 12,3 kΩ
13. Un amplificator în EC debitează pe o sarcină de 10 kΩ. Dacă R_C = 2,2 kΩ și r'_e = 10 Ω, câștigul în tensiune este de aproximativ:
    (a) 220 (b) 1000 (c) 10 × (d) 180

14. Fiecare dintre cele patru etaje ale unui amplificator are câștigul în tensiune de 15. Câștigul total în tensiune este de:
(a) 60 (b) 15 (c) 50625 (d) 3078
15. Câștigul total de la întrebarea 14 reprezintă, în decibeli:
(a) 94,1 dB (b) 47,0 dB (c) 35,6 dB (d) 69,8 dB

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 6-1 Funcționarea amplificatoarelor de semnal mic

1. Care este valoarea minimă a curentului continuu de colector cu care poate fi polarizat un tranzistor având caracteristicile din fig. 6-4 pentru a rămâne în regiunea de funcționare liniară când variația vârf la vârf a curentului de bază este de 20 μA?
2. Care este valoarea maximă a I_C în condițiile din problema 1?

Secțiunea 6-2 Circuitele echivalente de c.a. ale tranzistorului

3. Ce parametri hibrizi pot fi măsurați în fiecare dintre circuitele de măsură din fig. 6-50 și ce valori au?
4. Din valorile parametrilor *h* aflate la problema 3 deduceți parametrii *r*: $\beta_{c.a.}$, $\alpha_{c.a.}$, r'_e, r'_b și r'_c.

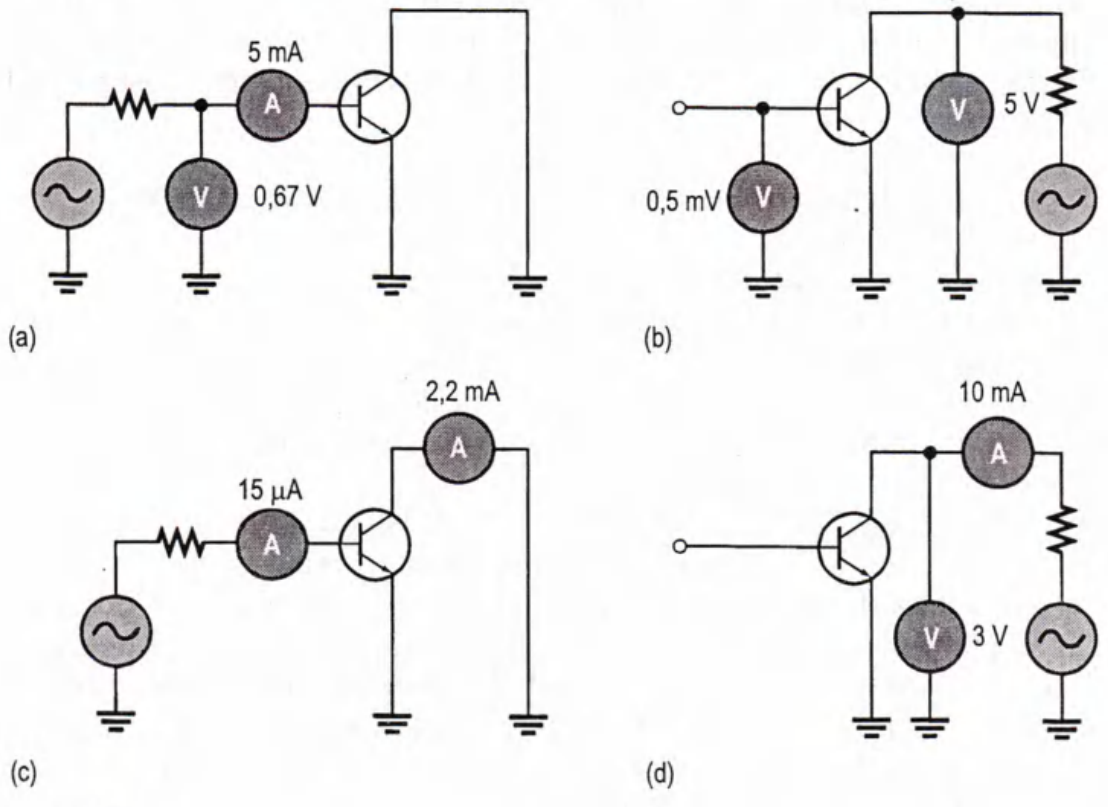


FIGURA 6-50

5. Un tranzistor are beta în c.c. (h_{FE}) de 130. Cât este r'_e pentru un curent continuu de bază de 10 μA? $\alpha_{c.c.} = 0,99$.

6. În PSF al circuitului unui tranzistor, I_B = 15 μA și I_C = 2 mA. Dacă I_B variază în jurul PSF cu 3 μA, I_C variază cu 0,35 mA în jurul PSF. Aflați $\beta_{c.c.}$ și $\beta_{c.a.}$.

Secțiunea 6-3 Amplificatoare cu emitorul comun

7. Desenați circuitele echivalente de c.c. și de c.a. pentru amplificatorul cu ieșirea în gol din fig. 6-51.
8. Pentru amplificatorul din fig. 6-51 calculați următoarele valori:
   (a) $R_{in\ (bază)}$ (b) $R_{in(tot)}$ (c) A_v
9. În fig. 6-51, conectați un condensator de decuplare în paralel cu R_E și reluați problema 8.
10. În fig. 6-51, conectați la ieșire un rezistor de sarcină de 10 kΩ și reluați problema 9.
11. Pentru amplificatorul din fig. 6-52, calculați următoarele valori de c.c.:
    (a) V_B (b) V_E (c) I_E (d) I_C (e) V_C (f) V_{CE}
12. Pentru amplificatorul din fig. 6-52, aflați următoarele valori de c.a.:
    (a) $R_{in(bază)}$ (b) R_{in} (c) A_v (d) A_i (e) A_p

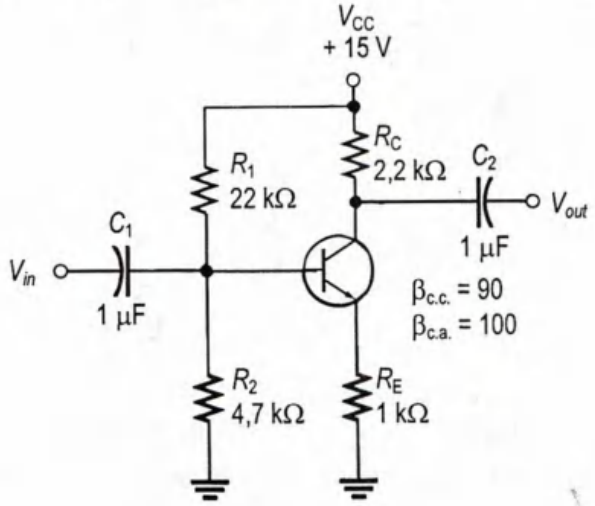


FIGURA 6-51

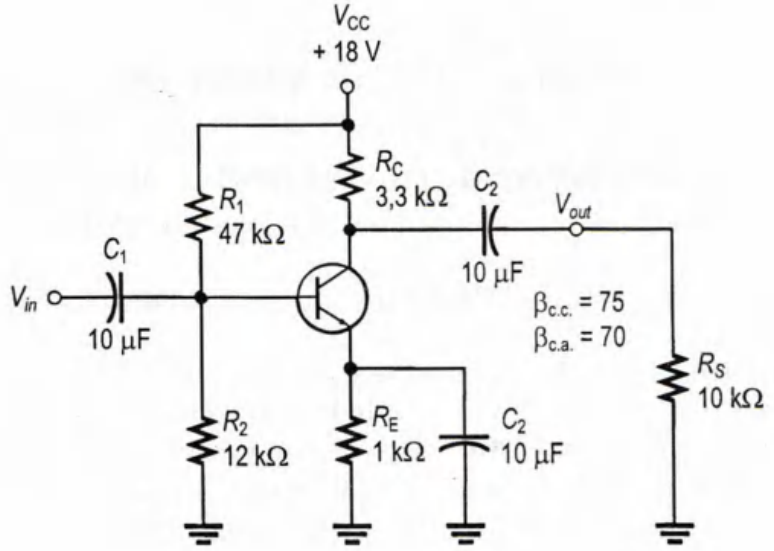
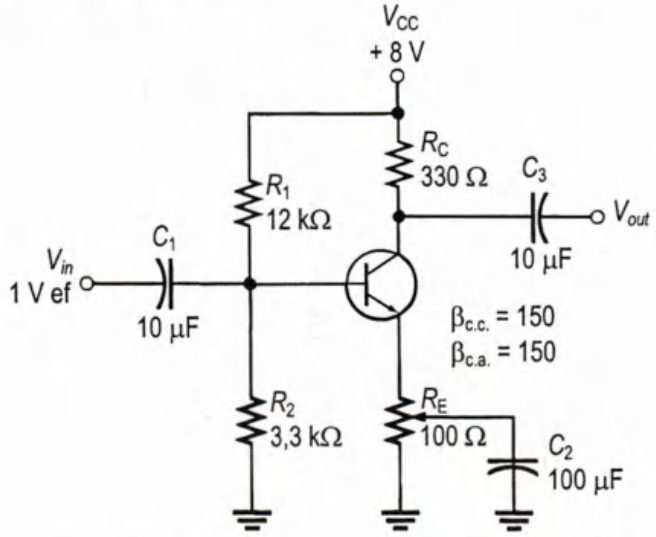


FIGURA 6-52

13. Presupunem că amplificatorul din fig. 6-52 primește semnal de la o sursă cu tensiunea eficace de 12 μV și rezistența internă de 600 Ω. Determinați câștigul în tensiune total ținând cont de atenuarea introdusă de circuitul bazei și calculați tensiunea de ieșire *totală* (în c.c. și c.a.). Cum este faza tensiunii semnalului din colector față de cea din bază?
14. Câștigul amplificatorului din fig. 6-53 se poate regla prin montarea, în locul lui R_E, a unui potențiometru de 100 Ω, al cărui cursor este legat la masa de c.a. Când deplasăm cursorul, o parte mai mare sau mai mică din R_E se scurtcircuitează la masă, conducând la variații ale câștigului. În c.c., valoarea R_E rămâne constantă, menținând valorile PSF. Determinați câștigurile minim și maxim pentru acest amplificator, în absența sarcinii.

FIGURA 6-53

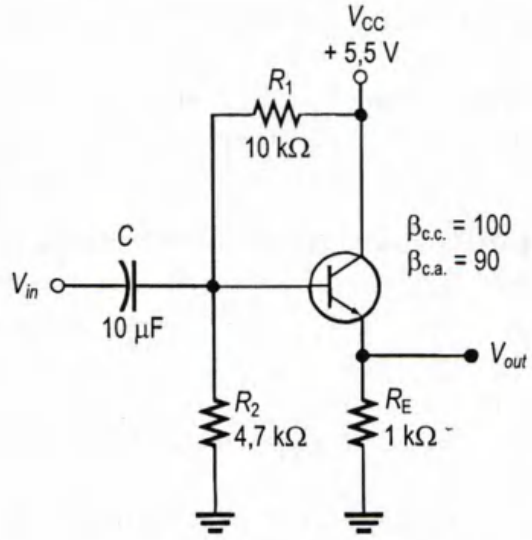


15. Dacă la ieșirea amplificatorului din fig. 6-53 se conectează o rezistență de sarcină de 600 Ω, care vor fi valorile maximă și minimă ale câștigului?
16. Calculați valoarea maximă a câștigului total în tensiune al amplificatorului din fig. 6-53 dacă rezistența de sarcină este de 1 kΩ, iar rezistența sursei de semnal este de 300 Ω.
17. Modificați schema din fig. 6-52 în așa fel încât să minimizați influența temperaturii asupra lui r'_e, alegând pentru R_e o valoare de cel puțin zece ori mai mare decât r'_e. Mențineți valoarea totală R_E. Cum va fi influențat câștigul în tensiune?

Secțiunea 6-4 Amplificatoare cu colectorul comun

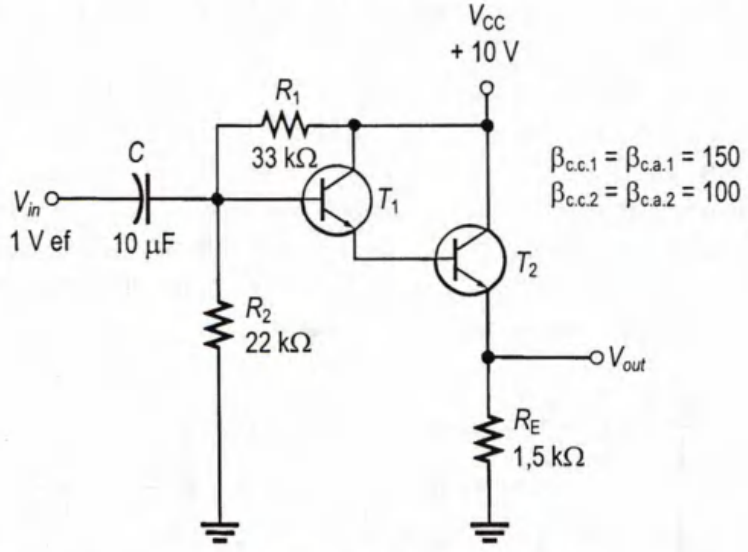
18. Calculați *cu precizie* câștigul în tensiune al repetorului pe emitor cu ieșirea în gol din fig. 6-54.
19. Care este rezistența totală de intrare a circuitului din fig. 6-54? Dar tensiunea continuă de ieșire?
20. În emitorul circuitului din fig. 6-54 se cuplează capacitiv o rezistență de sarcină. În circuitul semnalului, sarcina se vede în paralel cu R_E, micșorând rezistența de c.a. din emitor. Ce influență are aceasta asupra câștigului în tensiune?
21. În problema 20, pentru ce valoare R_S câștigul în tensiune scade până la 0,9?
22. Pentru circuitul din fig. 6-55 calculați următoarele valori:
    (a) tensiunile continue de pe terminalele tranzistoarelor T_1 și T_2
    (b) $\beta_{c.a.}$ total **(c)** r'_e a fiecărui tranzistor **(d)** rezistența totală de intrare

FIGURA 6-54



23. Calculați câștigul total în curent, A_i, al circuitului din fig. 6-55.

FIGURA 6-55



Secțiunea 6-5 Amplificatoare cu baza comună

24. Care este principalul dezavantaj al amplificatorului cu baza comună, în comparație cu cel cu emitorul comun și cu repetorul pe emitor?

25. Calculați $R_{in(emitor)}$, A_v, A_i și A_p pentru amplificatorul cu ieșirea în gol din fig. 6-56.

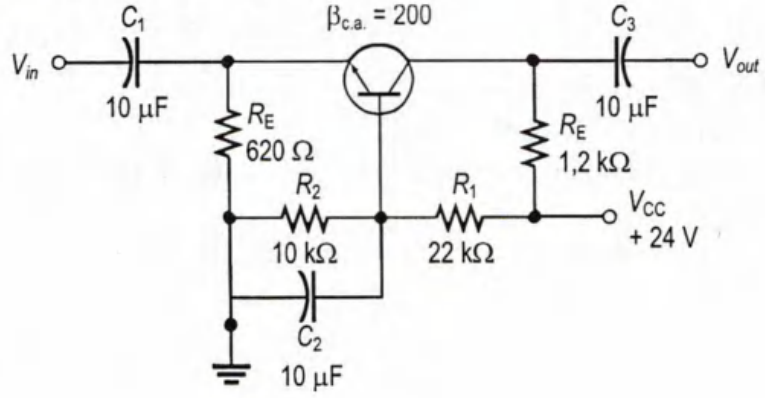


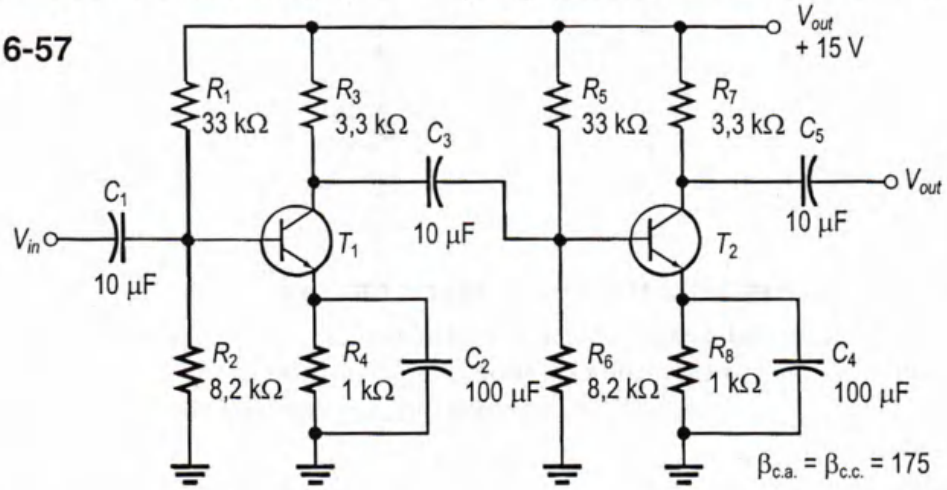
FIGURA 6-56

26. Atribuiți următoarele caracteristici generale configurației de amplificator corespunzătoare.
    (a) Câștig unitar în curent, câștig bun în tensiune, rezistență de intrare foarte mică
    (b) Câștig bun în curent, câștig bun în tensiune, rezistență de intrare mică
    (c) Câștig bun în curent, câștig unitar în tensiune, rezistență de intrare mare

Secțiunea 6-6 Amplificatoare cu mai multe etaje

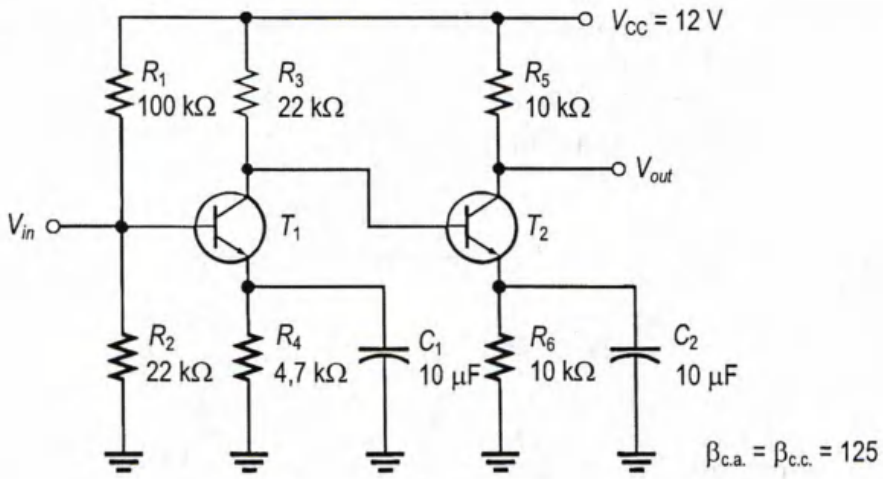
27. Două etaje de amplificare legate în cascadă au, fiecare, $A_v = 20$. Care este câștigul total?
28. Fiecare din cele trei etaje în cascadă ale unui amplificator are un câștig în tensiune de 10 dB. Care este câștigul total în tensiune, în dB? Care este, practic, valoarea câștigului total în tensiune?
29. Aflați următoarele valori aferente amplificatorului cu două etaje cuplate capacitiv din fig. 6-57:
    (a) câștigul în tensiune al fiecărui etaj (b) câștigul total în tensiune
    (c) valoarea în dB a câștigurilor calculate la (a) și (b).
30. Dacă amplificatorul cu mai multe etaje din fig. 6-57 primește semnal de la o sursă de 75 Ω și 50 μV, iar la ieșirea celui de-al doilea etaj este conectată o sarcină R_S = = 18 kΩ, calculați:
    (a) câștigul în tensiune al fiecărui etaj (b) câștigul total în tensiune
    (c) valoarea în dB a câștigurilor calculate la (a) și (b).
31. În fig. 6-58 este prezentat un amplificator cu două etaje cuplate direct (adică nu prin intermediul unui condensator de cuplaj). Alimentarea cu c.c. a primului amplificator determină și valorile de alimentare ale celui de-al doilea. Aflați toate tensiunile continue din ambele etaje, precum și câștigul total în tensiune alternativă.

FIGURA 6-57



32. Exprimați în dB următoarele câștiguri în tensiune:
    (a) 12 (b) 50 (c) 100 (d) 2500
33. Exprimați următoarele câștiguri în tensiune, date în dB, ca valoare a raportului a două tensiuni:
    (a) 3 dB (b) 6 dB (c) 10 dB (d) 20 dB (e) 40 dB

FIGURA 6-58



■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 6-7 Depanare

34. Să considerăm ca scurtcircuit condensatorul de cuplaj C_3 din fig. 6-37. Care va fi valoarea tensiunii continue din colectorul lui T_1?

35. Să presupunem că R_5 din fig. 6-37 se întrerupe. În acest caz, T_2 va fi în blocare sau în conducție? Ce tensiune continuă se va măsura în colectorul lui T_2?

36. Pentru circuitul din fig. 6-57, stabiliți consecințele fiecăruia dintre defectele următoare:

(a) C_2 întrerupt **(b)** C_3 întrerupt **(c)** C_4 întrerupt **(d)** C_2 străpuns

(e) joncțiunea bază-colector a T_1 întreruptă

(f) joncțiunea bază-emitor a T_2 întreruptă

37. Urmează să depanați amplificatorul din fig. 6-57. Alcătuiți un tabel cu valorile corecte, în c.c. și eficace, în punctele de măsură, la intrare, la ieșire și pe toate terminalele ambelor tranzistoare, dacă se testează circuitul cu un semnal provenit de la o sursă de 300 Ω și 25 μV ef.

Secțiunea 6-8 Aplicație practică

38. Ați fost solicitat să depanați un sistem de amplificare ca acela din fig. 6-45, care nu funcționează. După prima verificare constatați că nu există tensiune de ieșire din amplificatorul de putere sau din preamplificator. Presupunând că doar unul dintre aceste module este defect, pe care dintre ele îl suspectați? Ce verificare veți efectua în continuare?

39. Determinați tensiunile de ieșire continue și alternative (în colectorul lui T_2) în cazul următoarelor defecte din amplificatorul din fig. 6-59. Semnalul de intrare este de 2 mV ef., iar $\beta_{c.a.} = 200$.

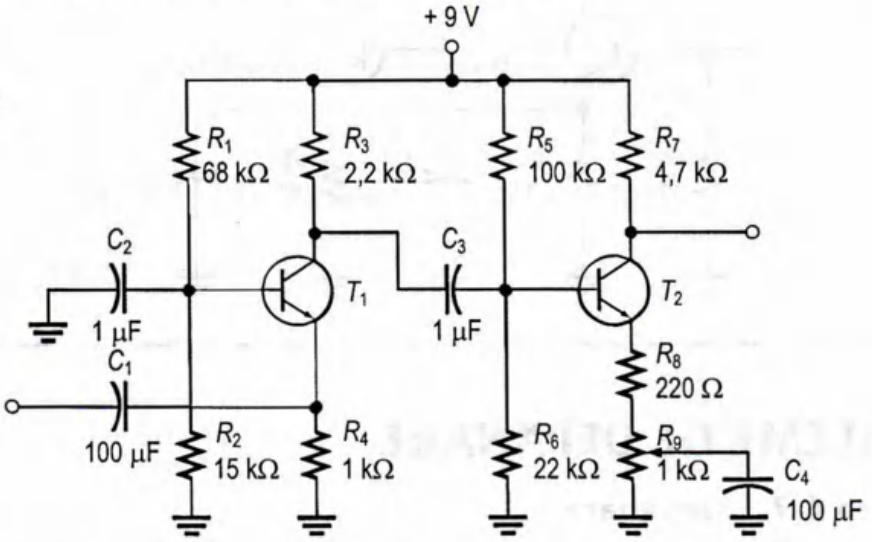
(a) C_2 întrerupt **(b)** C_1 întrerupt **(c)** C_3 întrerupt **(d)** C_4 întrerupt

(e) colectorul lui T_1 întrerupt intern **(f)** emitorul lui T_2 scurtcircuitat la masă

40. În locul rezistorului R_6 din amplificatorul din fig. 6-59 a fost montat din greșeală un rezistor de 220 kΩ. Care sunt consecințele asupra funcționării circuitului și ce valoare are tensiunea de ieșire (continuă și alternativă) dacă tensiunea de intrare este de 3 mV ef.?

41. Conexiunea dintre R_1 și sursa de alimentare din fig. 6-59 s-a întrerupt.
    (a) Care sunt consecințele asupra lui T_1?
    (b) Ce tensiune se măsoară în colectorul lui T_1?
    (c) Ce tensiune se măsoară în colectorul lui T_2?

FIGURA 6-59



■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

42. Determinați valorile minime ale următorilor parametri r pentru tranzistorul 2N3904 consultând foaia de catalog din fig.6-5.
    (a) $\beta_{c.a.}$ (b) r'_e (c) r'_c
43. Reluați problema 42 pentru valorile maxime.
44. Ce veți prefera să folosiți într-un anumit circuit, un tranzistor 2N3903 sau unul 2N3904, dacă vă este necesar maximum de câștig în curent?

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

45. Explicați ce consecințe va avea asupra funcționării amplificatorului din fig. 6-59 un condensator de cuplaj cu scurgeri.
46. Desenați circuitele echivalente de c.c. și de c.a. ale amplificatorului din fig. 6-59.
47. Reproiectați amplificatorul cu două etaje din fig. 6-59 folosind tranzistoare *pnp* (2N3906). Păstrați aceeași valoare a câștigului în tensiune.
48. Proiectați un etaj de amplificare cu emitorul comun, cu un câștig în tensiune de 40 dB, alimentat de la o sursă de tensiune continuă de +12 V. Folosiți un tranzistor 2N2222, polarizare prin divizor de tensiune, iar, dintre cele două rezistoare din emitor, rezistorul decuplat în c.a. prin condensator să fie de 330 Ω. Valoarea maximă a semnalului de intrare este de 25 mV ef.
49. Proiectați un repetor pe emitor cu rezistența de intrare de minimum 50 kΩ, folosind un tranzistor 2N3904.
50. Reluați problema 49 pentru un tranzistor 2N3906.

51. Proiectați un etaj de amplificare cu baza comună, cu câștigul în tensiune de 75. Folosiți un tranzistor 2N3904 cu sursă separată de polarizare pentru emitor. Tensiunile de polarizare sunt de ±6 V.
52. Determinați valoarea minimă a condensatorului de cuplaj, necesară pentru ca amplificatorul din fig. 6-59 să aibă, la 100 Hz, aceeași tensiune de ieșire ca la 5000 Hz.
53. Demonstrați că pentru orice amplificator cu emitorul comun, având în colector un rezistor R_C, R_E decuplat și ieșirea în gol, câștigul în tensiune este $A_v \cong 40\ V_{Rc}$.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 6-1

1. Pozitivă; negativă
2. V_{CE} este o mărime de c.c., iar V_{ce} este o mărime de c.a.
3. R_e este rezistența în c.a. din circuitul exterior al emitorului, iar r'_e este rezistența internă, în c.a., a emitorului.

Secțiunea 6-2

1. h_{ie} – rezistența de intrare pentru configurația cu emitorul comun; h_{re} – factorul de reacție în tensiune pentru configurația cu emitorul comun; h_{fe} – câștigul în curent în buclă deschisă pentru configurația cu emitorul comun; h_{oe} – conductanța de ieșire pentru configurația cu emitorul comun.
2. h_{fe} este echivalent cu $\beta_{c.a.}$
3. $r'_e = 25\ mV/15\ mA = 1{,}67\ \Omega$

Secțiunea 6-3

1. Condensatoarele sunt considerate întreruperi ale circuitului.
2. Câștigul crește când se folosește un condensator de decuplare.
3. Decuplarea parțială a R_E elimină influența lui r'_e.
4. Rezistența totală de intrare este formată din rezistoarele de polarizare, r'_e și rezistențele nedecuplate din emitor.
5. Câștigul este determinat de R_c, r'_e și toate R_E nedecuplate.
6. Câștigul în tensiune scade la conectarea unei sarcini.
7. Semnalele de intrare și de ieșire sunt defazate cu 180°.

Secțiunea 6-4

1. Amplificatorul cu colectorul comun se numește repetor pe emitor.
2. Câștigul în tensiune maxim al amplificatorului cu colectorul comun este 1.
3. Amplificatorul cu colectorul comun are rezistența de intrare mare.

Secțiunea 6-5

1. Da.
2. Amplificatorul cu baza comună are rezistența de intrare mică.
3. Câștigul în curent maxim al amplificatorului în BC este 1.

Secțiunea 6-6

1. Fiecare dintre amplificatoarele unei cascade reprezintă un etaj.

2. Câștigul în tensiune total este produsul câștigurilor în tensiune aferente fiecărui etaj în parte.
3. 20 log(500) = 54,0 dB
4. La frecvențe joase, X_C devine suficient de mare pentru a afecta câștigul.

Secțiunea 6-7

1. Dacă se întrerupe C_4, câștigul scade. Componenta continuă nu va fi afectată.
2. T_2 ar fi polarizat corespunzător regiunii de blocare.
3. S-ar modifica tensiunea din colectorul lui T_1 și cele din baza, emitorul și colectorul lui T_2.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

6-1 $I_C = 5$ mA; $V_{CE} = 1,5$ V
6-2 3,13 mA
6-3 9,3 mV
6-4 $C_2 = 28,4$ μF
6-5 97,3
6-6 153
6-7 4,85; 165
6-8 9,56
6-9 Crește
6-10 71
6-11 55,9
6-12 $A'_v = 1500$; $A_{v1(dB)} = 27,96$ dB; $A_{v2(dB)} = 13,98$ dB; $A_{v3(dB)} = 21,58$ dB; $A'_{v(dB)} = 63,52$ dB
6-13 C_3 întrerupt

CAPITOLUL 7

Amplificatoare de putere

Conținutul capitolului

7-1 Amplificatoare în clasa A
7-2 Amplificatoare în contratimp în clasele B și AB
7-3 Amplificatoare în clasa C
7-4 Depanare
7-5 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Explicarea și analizarea funcționării amplificatoarelor de semnal mare în clasa A
- Explicarea și analizarea funcționării amplificatoarelor în clasele B și AB
- Prezentarea și analizarea funcționării amplificatoarelor în clasa C
- Depanarea amplificatoarelor de putere

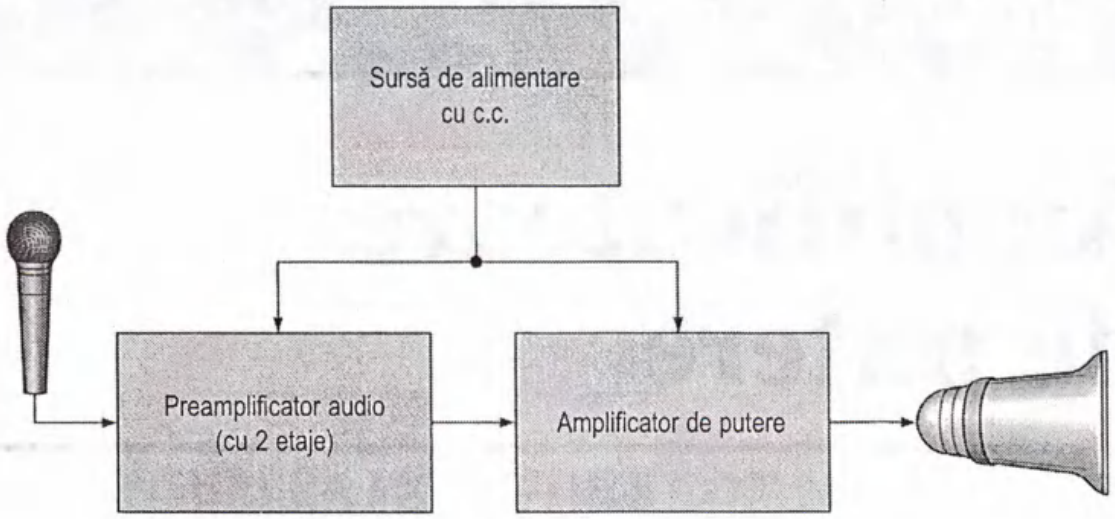
Introducere

Amplificatoarele de putere sunt amplificatoare de semnal mare. Aceasta înseamnă, în general, că semnalele utilizate se suprapun peste o porțiune mult mai mare din dreapta de sarcină decât în cazul amplificatoarelor de semnal mic. În acest capitol vor fi prezentate cele patru clase de funcționare ale amplificatoarelor de semnal mare: clasa A, clasa B, clasa AB și clasa C. Criteriul după care se face această clasificare este procentul din perioada semnalului de intrare în care amplificatorul lucrează în regiunea liniară. Fiecare clasă prezintă o configurație unică de circuit datorită modului specific de funcționare.

În cazul amplificatoarelor de semnal mare, accentul se pune pe amplificarea puterii. Amplificatoarele de putere se utilizează de obicei ca etaj final al receptoarelor sau emițătoarelor de telecomunicații, asigurând semnalele de putere către difuzoare sau către antenele de emisie.

Aplicația practică

Aplicația practică din acest capitol este continuarea celei începute în capitolul precedent, și anume sistemul de amplificare audio pentru spații largi. Vă amintiți că sistemul complet este format dintr-un preamplificator, un amplificator de putere și o sursă de alimentare cu c.c. În acest capitol ne vom concentra asupra amplificatorului de putere, întregind astfel sistemul. Mai întâi va trebui să învățați cât mai multe despre funcționarea amplificatoarelor de putere. Apoi vă veți utiliza cunoștințele dobândite pentru soluționarea aplicației practice din secțiunea 7-5.



7-1 AMPLIFICATOARE ÎN CLASA A

Când un amplificator – fie el cu emitorul comun, cu colectorul comun sau cu baza comună – este astfel polarizat încât să funcționeze în regiunea liniară pe întreaga perioadă, de 360°, a semnalului de intrare, este în clasa A. Funcționând în acest mod, el nu intră în blocare sau în saturație; în consecință, forma de undă a tensiunii de ieșire este aceeași ca a tensiunii de intrare. Amplificatoarele în clasa A pot fi inversoare sau neinversoare. Toate amplificatoarele de semnal mic studiate în capitolul 6 funcționau în clasa A. În această secțiune veți studia amplificatoarele de semnal mare în clasa A.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea amplificatoarelor de semnal mare în clasa A

- Să explicați funcționarea în clasa A
- Să arătați în ce mod poziția PSF pe dreapta de sarcină în c.a. determină funcționarea amplificatorului
- Să analizați funcționarea pe dreapta de sarcină în c.a.
- Să explicați cum se centrează PSF pe dreapta de sarcină
- Să calculați câștigul în tensiune la semnal mare
- Să comentați distorsionarea semnalelor
- Să calculați câștigul în putere și puterea maximă disipată
- Să calculați puterea de ieșire în c.a. pentru anumite PSF
- Să calculați randamentul amplificatoarelor în clasa A
- Să calculați puterea maximă în sarcină

Funcționarea în clasa A a amplificatoarelor de **semnal mare** este ilustrată în fig. 7-1, forma de undă de la ieșire fiind copia amplificată a celei de la intrare, în fază sau defazată cu 180° (inversată) față de aceasta.

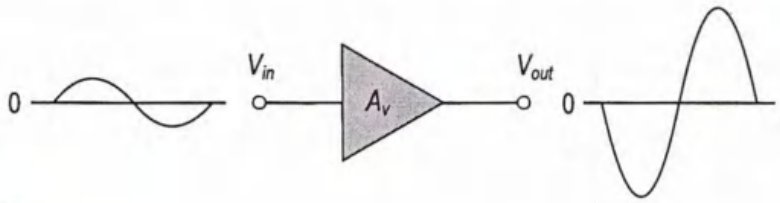


FIGURA 7-1

Principiul de funcționare al amplificatoarelor în clasa A. Aici, ieşirea este defazată cu 180° față de intrare (inversată).

Centrarea PSF pentru obținerea semnalului maxim la ieşire

În clasa A, când PSF este situat în centrul dreptei de sarcină în c.a. (la jumătatea distanței dintre punctele de saturație și de blocare), se poate obține semnalul maxim. Ilustrarea grafică pe dreapta de sarcină în c.a. este cea din fig. 7-2(a). Teoretic, curentul de colector poate varia între valoarea sa de PSF, $I_{C(PSF)}$, și cea de saturație, $I_{c(sat)}$, într-un sens, iar în celălalt sens, până la valoarea de blocare, adică zero. Acest lucru este reprezentat grafic în fig. 7-2(b).

După cum observați în fig. 7-2(b), curentul de colector variază între $I_{C(PSF)}$ și zero, deci valoarea sa de vârf este $I_{C(PSF)}$. În același timp, tensiunea colector-emitor variază între $V_{CE(PSF)}$ și zero, având valoarea de vârf egală cu $V_{CE(PSF)}$. Acesta este semnalul maxim ce poate fi obținut cu un amplificator în clasa A. Dacă semnalul de intrare are valori prea mari, amplificatorul intră în blocare și în saturație, rezultând o limitare a vârfurilor ca în fig. 7-3.

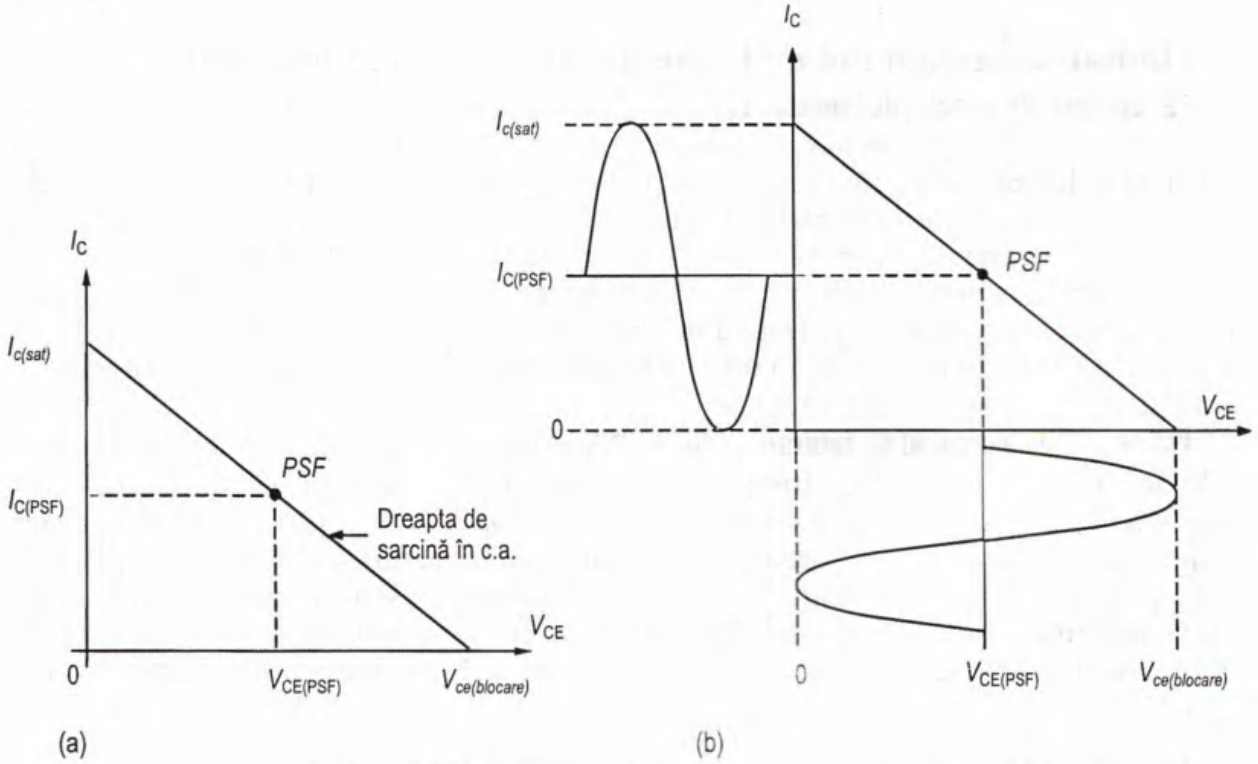


FIGURA 7-2

Pentru utilizarea la maximum a amplificatorului în clasa A, PSF se centrează pe dreapta de sarcină în c.a.

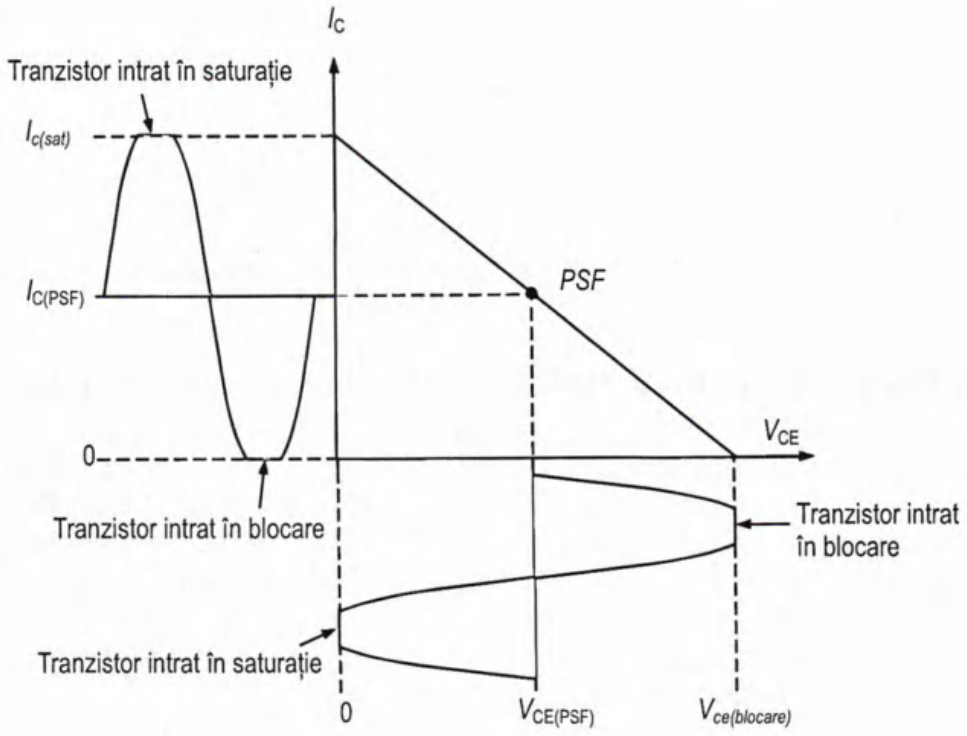


FIGURA 7-3

Forma de undă este limitată la blocare şi la saturație deoarece amplificatorul este supracomandat (semnalul de intrare este prea mare).

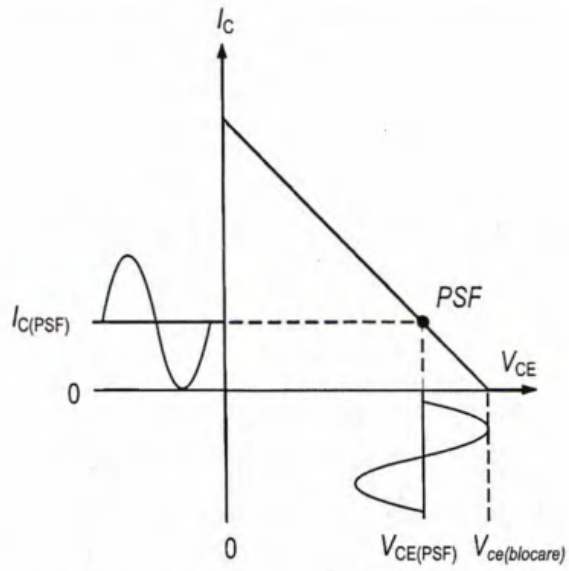
Limitarea semnalului de ieşire în cazul unui PSF necentrat

PSF apropiat de punctul de blocare Dacă PSF nu este centrat pe dreapta de sarcină în c.a., V_{ce} este limitată la o valoare mai mică decât amplitudinea maximă realizabilă. Figura 7-4(a) prezintă o dreaptă de sarcină în c.a. cu PSF deplasat dinspre mijloc către punctul de blocare. În acest caz, V_{ce} este limitată de intrarea în blocare a amplificatorului. Curentul de colector poate varia numai până la zero și cu aceeași valoare în sensul opus față de $I_{C(PSF)}$. Tensiunea colector-emitor variază doar până la valoarea de blocare și cu aceeași valoare în sensul opus față de $V_{CE(PSF)}$. Dacă amplificatorul este suprasolicitat prin aplicarea unui semnal de intrare mai mare, el va intra în blocare, ca în fig. 7-4(b), iar vârful uneia dintre alternanțele formei de undă va fi tăiat.

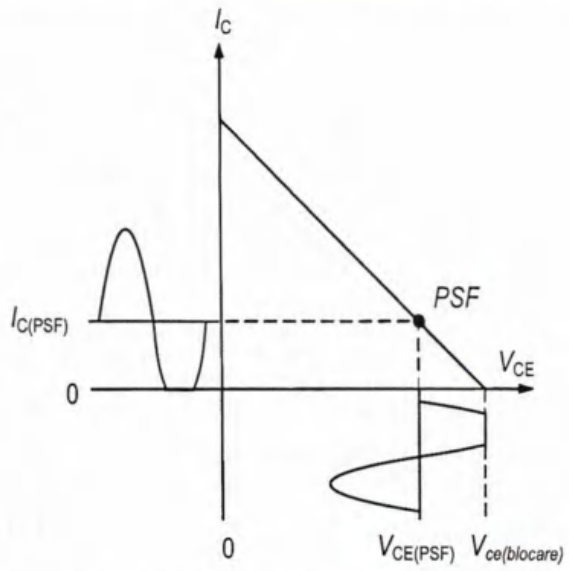
PSF apropiat de punctul de saturație Figura 7-5(a) prezintă o dreaptă de sarcină în c.a. cu PSF deplasat dinspre mijloc către punctul de saturație. În acest caz, V_{ce} este limitată de intrarea în saturație. Curentul de colector poate varia numai până la valoarea de saturație și cu aceeași valoare în sensul opus față de $I_{C(PSF)}$. Tensiunea colector-emitor variază doar până la valoarea de saturație și cu aceeași valoare în sensul opus față de $V_{CE(PSF)}$. Dacă amplificatorul este suprasolicitat prin aplicarea unui semnal de intrare mai mare, el va intra în saturație, ca în fig. 7-5(b), iar vârful uneia dintre alternanțele formei de undă va fi tăiat.

Funcționarea pe dreapta de sarcină de semnal mare

Amintiți-vă că un amplificator, cum este și cel din fig. 7-6, poate fi reprezentat prin circuitele sale echivalente de c.c. și de c.a.



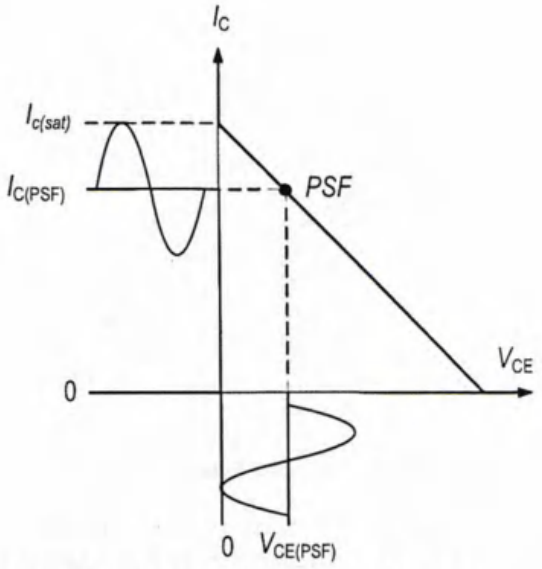
(a) Amplitudinile V_{ce} şi I_c limitate de intrarea în blocare.



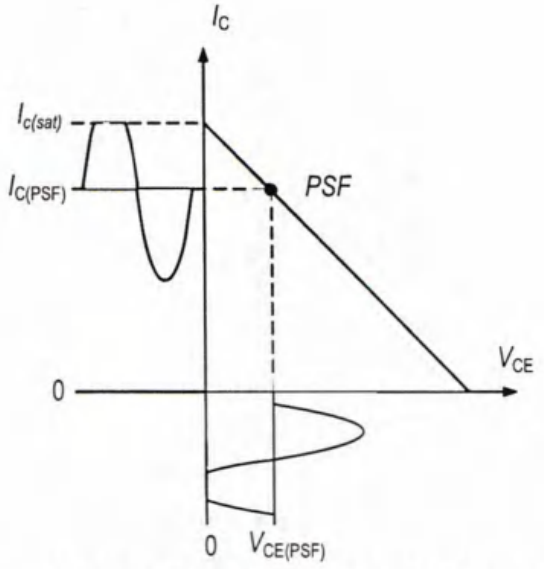
(b) Tranzistor intrat în blocare din cauza creşterii amplitudinii semnalului de intrare.

FIGURA 7-4

PSF mai apropiat de punctul de blocare.



(a) Amplitudinile V_{ce} şi I_c limitate de intrarea în saturaţie.



(b) Tranzistor intrat în saturaţie din cauza creşterii amplitudinii semnalului de intrare.

FIGURA 7-5

PSF mai apropiat de punctul de saturaţie.

Dreapta de sarcină în c.c. Cu ajutorul circuitului echivalent de c.c. din fig. 7-7(a), dreapta de sarcină în c.c. poate fi trasată astfel: $I_{C(sat)}$ este valoarea corespunzătoare pentru $V_{CE} \cong 0$, deci:

$$I_{C(sat)} \cong \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

$V_{CE(blocare)}$ corespunde valorii $I_C \cong 0$, deci:

$$V_{CE(blocare)} \cong V_{CC}$$

Dreapta de sarcină în c.c. este prezentată în fig. 7-7(b).

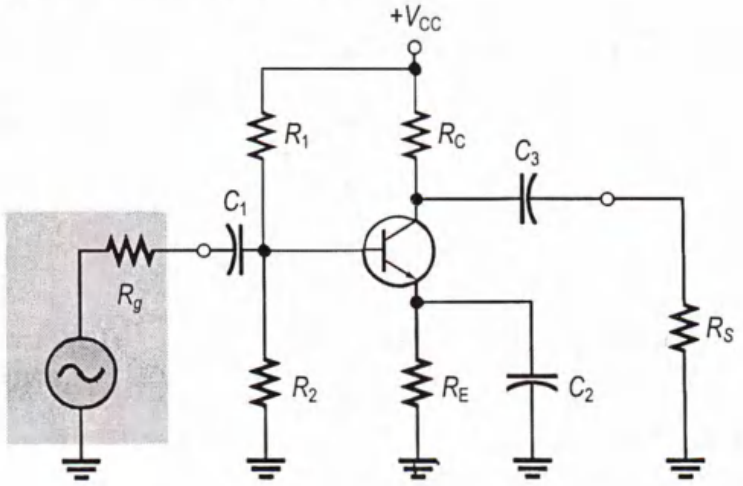


FIGURA 7-6

Amplificator cu emitorul comun şi sursă de semnal.

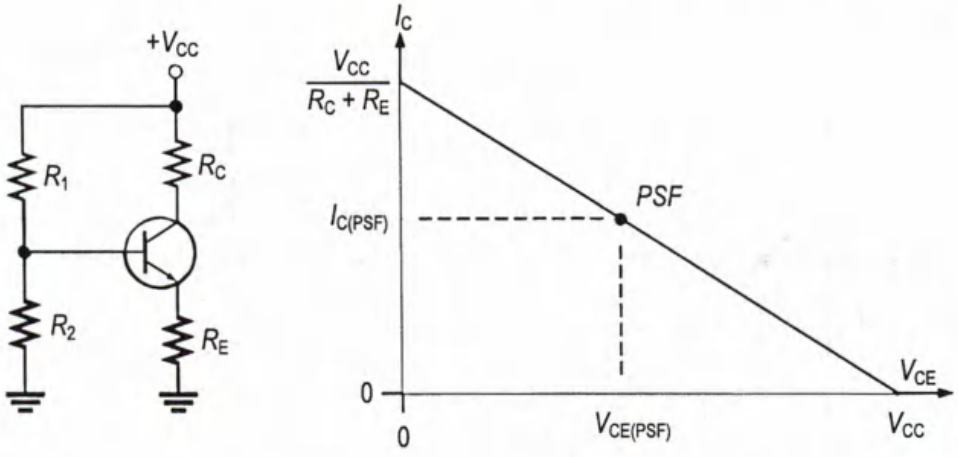


FIGURA 7-7

Circuitul echivalent de c.c. şi dreapta de sarcină în c.c. aferente amplificatorului din figura 7-6.

Dreapta de sarcină în c.a. În c.a., circuitul din fig. 7-6 se deosebește de cel în c.c. Rezistența din colector este alta deoarece R_S ajunge în paralel cu R_C prin condensatorul de cuplaj C_3, iar rezistența din emitor devine zero datorită condensatorului de decuplare C_2; prin urmare, linia de sarcină în c.a. este diferită de cea în c.c. Ce valoare poate atinge curentul alternativ de colector fără a se ajunge la saturație? Pentru a răspunde la această întrebare vom folosi circuitul echivalent de c.a. și dreapta de sarcină în c.a. din fig. 7-8. Amintiți-vă că indicii scriși cu litere mici cursive desemnează mărimi de c.a., iar cei scriși cu majuscule drepte se referă la c.c. De exemplu, R_c este rezistența din colector în c.a., iar R_C este rezistența din colector în c.c. $I_{C(PSF)}$ și $V_{CE(PSF)}$ sunt valorile de PSF în c.c. Dinspre PSF spre punctul de saturație tensiunea colector-emitor variază de la $V_{CE(PSF)}$ până aproape de zero; deci ΔV_{CE} = Prin urmare, excursia curentului de colector între PSF și punctul de saturație este:

$$\Delta I_C = \frac{V_{CE(PSF)}}{R_c}$$

unde $R_c = R_C \parallel R_S$ este rezistența din colector în c.a. Curentul alternativ de colector la saturație este:

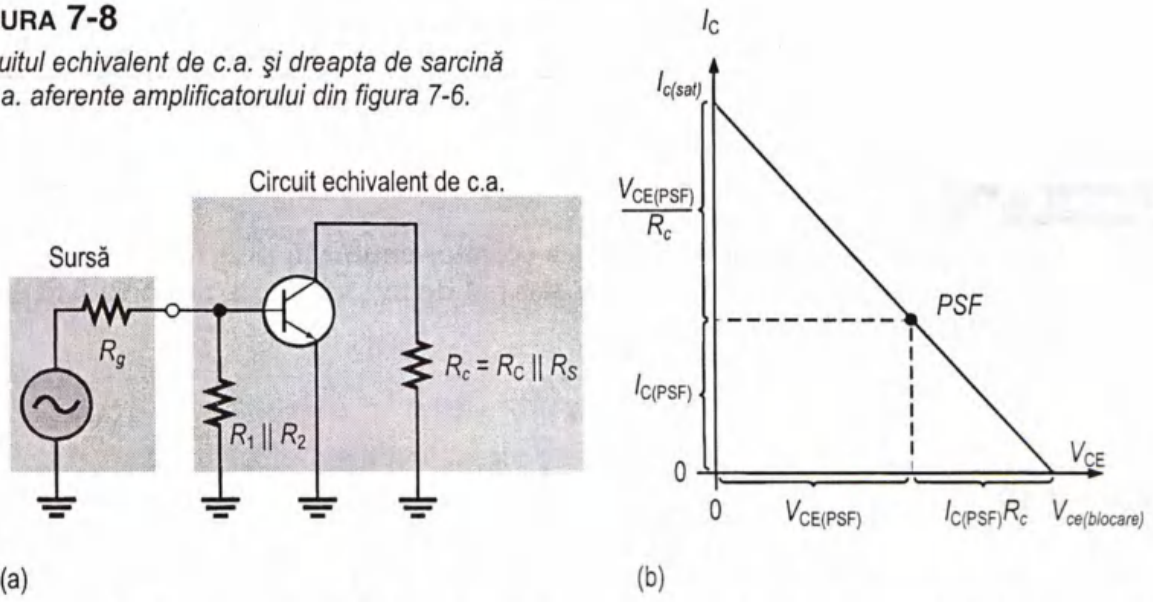
$$\Delta V_{CE} = (\Delta I_C)R_c = I_{C(PSF)}R_c$$

Deci:

$$I_{c(sat)} = I_{C(PSF)} + \frac{V_{CE(PSF)}}{R_c} \tag{7-1}$$

FIGURA 7-8

Circuitul echivalent de c.a. şi dreapta de sarcină în c.a. aferente amplificatorului din figura 7-6.



(a) (b)

Dinspre PSF spre punctul de blocare, curentul de colector variază de la $I_{C(PSF)}$ până aproape de zero; deci $\Delta I_C = I_{C(PSF)}$. Prin urmare, excursia de tensiune colector-emitor între PSF și punctul de blocare este:

$$I_{c(sat)} = I_{C(PSF)} + \Delta I_C$$

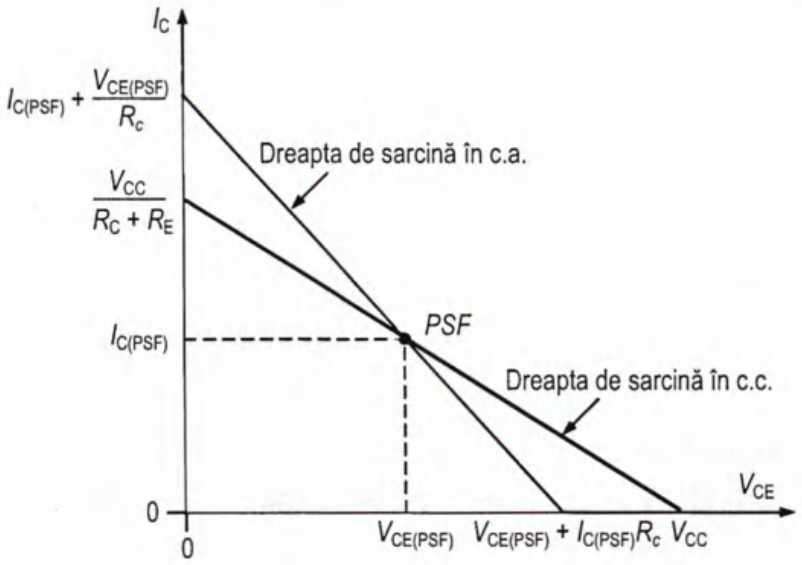
La blocare, valoarea tensiunii colector-emitor este:

$$V_{ce(blocare)} = V_{CE(PSF)} + I_{C(PSF)}R_c \tag{7-2}$$

Rezultatele obținute sunt reprezentate pe dreapta de sarcină în c.a. din fig. 7-9. Pentru comparație a fost trasată și dreapta de sarcină în c.c.

FIGURA 7-9

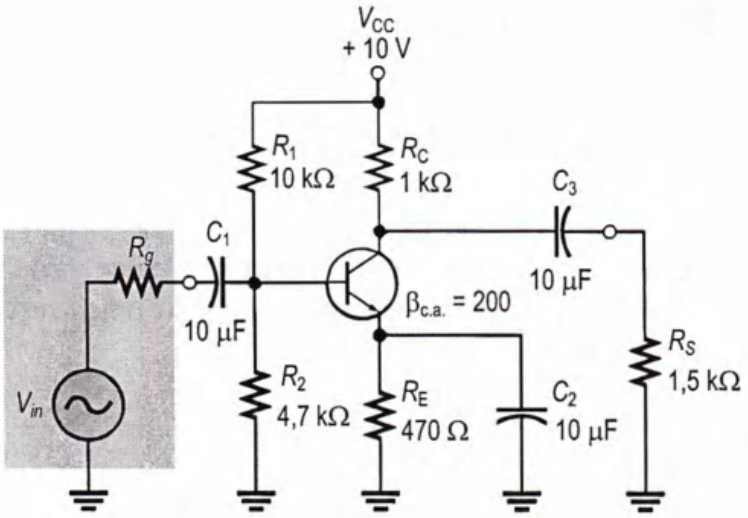
Dreptele de sarcină în c.c. şi c.a.



EXEMPLUL 7-1

Calculați curentul de colector și tensiunea colector-emitor în punctele de saturație și de blocare pentru circuitul din fig. 7-10, cu semnal de intrare în c.a. Se consideră $X_{C1} = X_{C2} = X_{C3} \cong 0\ \Omega$.

FIGURA 7-10



Rezolvare

Valorile de PSF pentru acest amplificator se calculează astfel (neglijând $R_{IN(bază)}$):

$$V_{B(PSF)} \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{4{,}7\,\text{k}\Omega}{14{,}7\,\text{k}\Omega}\right) 10\,\text{V} = 3{,}2\,\text{V}$$

Apoi:

$$I_{E(PSF)} = \frac{V_{B(PSF)} - 0{,}7\,\text{V}}{R_E} = \frac{3{,}2\,\text{V} - 0{,}7\,\text{V}}{470\,\Omega} = 5{,}3\,\text{mA}$$

Întrucât $I_C \cong I_E$,

$$I_{C(PSF)} \cong 5{,}3\ \text{mA}$$

Tensiunea din colector este:

$$V_{C(PSF)} \cong V_{CC} - I_{C(PSF)}R_C = 10\text{ V} - (5{,}3\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 4{,}7\text{ V}$$

Prin urmare, tensiunea colector-emitor este:

$$V_{CE(PSF)} = V_{C(PSF)} - I_{E(PSF)}R_E = 4{,}7\text{ V} - 2{,}5\text{ V} = 2{,}2\text{ V}$$

În c.a., punctul de saturație se calculează astfel:

$$V_{ce(sat)} \cong \mathbf{0\text{ V}}$$

$$I_{c(sat)} = I_{C(PSF)} + \frac{V_{CE(PSF)}}{R_c}$$

Rezistența din colector în c.a. este:

$$R_c = R_C \| R_S = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S} = \frac{(1\text{k}\Omega)(1{,}5\text{k}\Omega)}{2{,}5\text{k}\Omega} = 600\,\Omega$$

Deci:

$$I_{c(sat)} = 5{,}3\text{ mA} + \frac{2{,}2\text{ V}}{600\,\Omega} = 5{,}3\text{ mA} + 3{,}67\text{ mA} = \mathbf{8{,}97\text{ mA}}$$

Punctul de blocare în c.a. se calculează astfel:

$$I_{c(blocare)} = \mathbf{0\text{ A}}$$

$$V_{ce(blocare)} = V_{CE(PSF)} + I_{C(PSF)}R_c = 2{,}2\text{ V} + (5{,}3\text{ mA})(600\,\Omega) = \mathbf{5{,}38\text{ V}}$$

Deci curentul de colector poate crește până aproape de 8,97 mA sau tensiunea colector-emitor poate ajunge până la aproape 5,38 V fără ca vârfurile formei de undă să fie tăiate din cauza intrării în blocare sau în saturație.

Exercițiu complementar Calculați I_c și V_{ce} în punctele de saturație și de blocare pentru circuitul din fig. 7-10, știind că V_{CC} = 15 V și $\beta_{c.a.}$ = 150.

După cum ați învățat, un PSF centrat permite obținerea excursiei maxime a semnalului de ieșire, fără distorsiuni. Studiind cu atenție exemplul 7-1, vom observa că PSF nu este centrat și deci excursia de semnal fără intrare în limitare este ceva mai mică decât ar fi fost în cazul unui PSF centrat pe dreapta de sarcină în c.a. Vom examina acest aspect în exemplul 7-2.

EXEMPLUL 7-2

Figura 7-11 prezintă dreapta de sarcină în c.a. aferentă circuitului din exemplul 7-1. Ați remarcat că PSF nu este centrat. Excursia maximă la ieșire este:

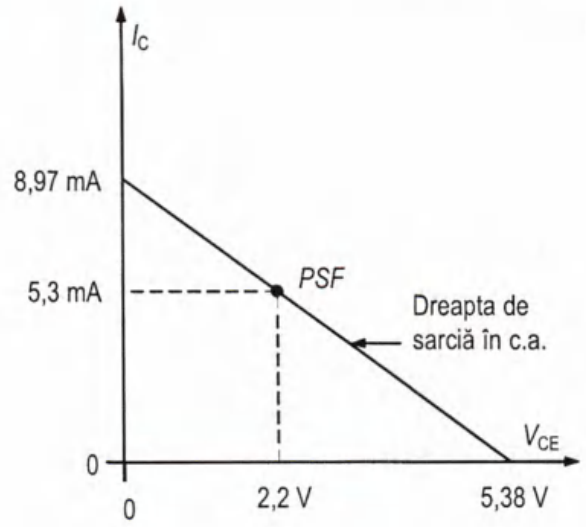
$$\Delta I_c = I_{c(sat)} - I_{C(PSF)} = 8{,}97\text{ mA} - 5{,}3\text{ mA} = 3{,}67\text{ mA}$$

și

$$\Delta V_{CE} = V_{CE(PSF)} = 2{,}2\text{ V}$$

Aflați excursia maximă a curentului de colector și a tensiunii colector-emitor când PSF este centrat, presupunând că dreapta de sarcină rămâne neschimbată.

FIGURA 7-11



Rezolvare

Excursia maximă a semnalului de ieșire, pentru PSF centrat, este:

$$\Delta I_{C(max)} = I_{C(PSF)} = \frac{I_{c(sat)}}{2} = \frac{8,97 \text{ mA}}{2} = 4,49 \text{ mA}$$

$$\Delta V_{CE(max)} = V_{CE(PSF)} = \frac{V_{ce(blocare)}}{2} = \frac{5,38 \text{ V}}{2} = 2,69 \text{ V}$$

Exercițiu complementar Explicați cum se modifică tensiunea de ieșire dacă PSF se deplasează la V_{CE} = 3 V.

Centrarea PSF pe dreapta de sarcină în c.a.

Pentru ca PSF să fie centrat pe dreapta de sarcină în c.a. din fig. 7-9, $V_{CE(PSF)}$ trebuie să se afle la jumătatea distanței dintre 0 și extremitatea inferioară (de blocare) a dreptei de sarcină în c.a., având expresia:

$$V_{CE(PSF)} = \frac{V_{CE(PSF)} + I_{C(PSF)} R_c}{2}$$

$I_{C(PSF)}$ trebuie să fie situat la jumătatea distanței dintre 0 și extremitatea superioară, de saturație, a dreptei de sarcină în c.a., expresia lui fiind:

$$I_{C(PSF)} = \frac{I_{C(PSF)} + V_{CE(PSF)} / R_c}{2}$$

Ținând cont de expresia găsită anterior pentru $V_{CE(PSF)}$, condiția ca PSF să fie centrat este următoarea:

$$2V_{CE(PSF)} = V_{CE(PSF)} + I_{C(PSF)} R_c$$

$$2V_{CE(PSF)} - V_{CE(PSF)} = I_{C(PSF)} R_c$$

$$V_{CE(PSF)} = I_{C(PSF)} R_c \qquad (7\text{-}3)$$

PSF poate fi adus într-o poziție aproximativ centrală a dreptei de sarcină în c.a. dacă se modifică $I_{C(PSF)}$ astfel încât să verifice, cu aproximație, ecuația (7-3).

Pentru a deplasa PSF pe dreapta de sarcină în c.a. către punctul de blocare fără ca aceasta însăși să sufere vreo modificare, $I_{C(PSF)}$ trebuie micșorat prin creșterea R_E. Pentru ca PSF să se deplaseze pe dreapta de sarcină în c.a. către punctul de saturație, $I_{C(PSF)}$ trebuie mărit prin micșorarea R_E.

EXEMPLUL 7-3

Așa cum am atras atenția în exemplul 7-2, PSF al circuitului din fig. 7-10 nu este centrat. Găsiți valoarea R_E pentru care PSF este aproximativ centrat pe dreapta de sarcină în c.a.

Rezolvare

Din exemplul 7-2 știți că, într-un PSF centrat, curentul de colector trebuie să fie de 4,49 mA. De asemenea, din exemplul 7-1, $R_c = 600\ \Omega$.

$$V_{CE(PSF)} = I_{C(PSF)}R_c = (4,49\text{ mA})(600\,\Omega) = 2,69\text{ V}$$

R_E se determină din următoarea succesiune de calcule:

$$V_{CE(PSF)} = V_{CC} - I_{C(PSF)}(R_C + R_E)$$
$$= V_{CC} - I_{C(PSF)}R_C - I_{C(PSF)}R_E$$

Trecând în membrul stâng:

$$V_{CE(PSF)} - V_{CC} + I_{C(PSF)}R_C = -I_{C(PSF)}R_E$$

Atunci:

$$I_{C(PSF)}R_E = V_{CC} - V_{CE(PSF)} - I_{C(PSF)}R_C$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE(PSF)} - I_{C(PSF)}R_C}{I_{C(PSF)}} = \frac{10\text{ V} - 2,69\text{ V} - (4,49\text{ mA})(1\text{ k}\Omega)}{4,49\text{ mA}} = 628\,\Omega$$

Se alege valoarea standardizată cea mai apropiată:

$$R_E = 620\,\Omega$$

Utilizarea acestui rezistor va avea ca rezultat un PSF aproximativ centrat.

Exercițiu complementar Dacă R_C din fig. 7-10 este înlocuit cu un rezistor de 1,2 kΩ, ce valoare R_E trebuie să folosiți pentru ca PSF să rămână centrat?

Câștigul în tensiune

Câștigul în tensiune al amplificatoarelor de semnal mare în clasa A se calculează similar ca la amplificatoarele de semnal mic, cu excepția faptului că, la semnal mare, formula $r'_e \cong 25\text{ mV}/I_E$ își pierde valabilitatea. Deoarece excursia de tensiune a semnalului ocupă o porțiune mare a graficului de transconductanță, r'_e variază semnificativ. Și, deoarece $r'_e = \Delta V_{BE}/\Delta I_C$, valoarea acestei rezistențe este mai mare către extremitatea inferioară a curbei de transconductanță decât spre cea superioară, cum se observă în fig. 7-12. Remarcați că, la ΔV_{BE} constantă, ΔI_C crește cu cât ne deplasăm spre partea superioară a curbei.

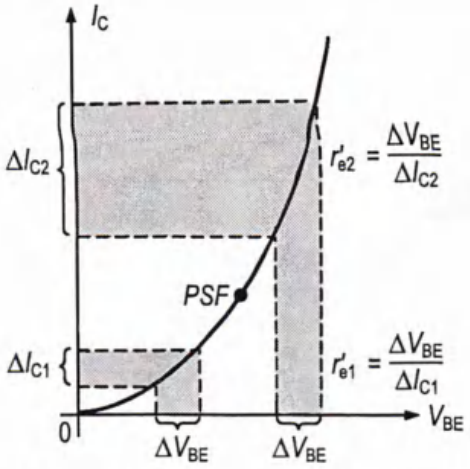


FIGURA 7-12

Ilustrarea variației rezistenței r'_e pe curba de transconductanță. $r'_{e1} > r'_{e2}$.

După cum știți, formula câștigului în tensiune al amplificatorului cu emitorul comun și R_E decuplată integral este:

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} \tag{7-4}$$

La amplificatoarele de semnal mare, câștigul variază semnificativ în funcție de poziționarea semnalului pe curba de transconductanță, din cauza variației rezistenței r'_e. De aceea se poate calcula doar câștigul mediu, luând în considerație valoarea medie a r'_e.

EXEMPLUL 7-4

Calculați valoarea medie a câștigului în tensiune la semnal mare al amplificatorului din fig. 7-13. Se consideră că din grafic s-a determinat pentru r'_e valoarea medie de 5 Ω.

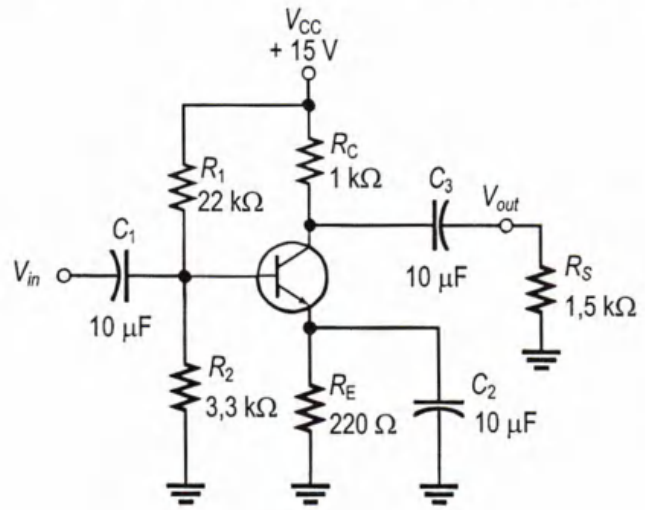


FIGURA 7-13

Rezolvare

$$R_c = \frac{(R_C)(R_S)}{R_C + R_S} = \frac{(1\,\text{k}\Omega)(1,5\,\text{k}\Omega)}{2,5\,\text{k}\Omega} = 600\,\Omega$$

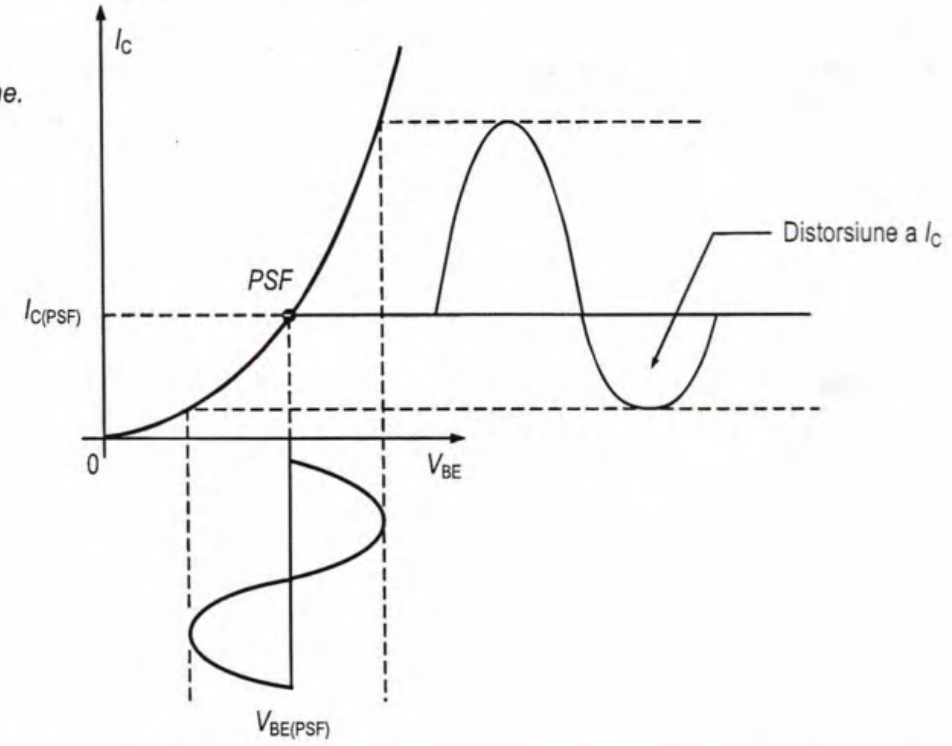
$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{600\,\Omega}{5\,\Omega} = 120$$

Exercițiu complementar Calculați valoarea medie a câștigului în tensiune la semnal mare al amplificatorului din fig. 7-13 dacă tensiunea sursei de alimentare este de 9 V, R_E este de 1 kΩ și r'_e are valoarea medie de 10 Ω.

Distorsionarea

Când curentul de colector acoperă o porțiune mare a curbei de transconductanță, pe alternanța negativă pot apărea distorsiuni atât din cauza neliniarității pronunțate din partea inferioară a curbei, cât și din cauza scăderii câștigului datorită valorii mai mari a rezistenței r'_e, cum se observă în fig. 7-14. Distorsiunile pot fi reduse până la o valoare acceptabilă prin menținerea curentului de colector în zona mai liniară a curbei (la $I_{C(PSF)}$ și $V_{BE(PSF)}$ mari). O tensiune de polarizare mai mare pe bază va avea drept consecință un curent de colector mai mare și o creștere a valorii V_{BE} datorită unei căderi mai mari de tensiune pe r'_e. Distorsiunile mai pot fi reduse prin utilizarea unui rezistor pentru decuplarea parțială a rezistenței din emitor, minimizându-se astfel influența variației rezistenței r'_e, așa cum am explicat în capitolul 6.

FIGURA 7-14
Exemplu de distorsiune.



Dacă se adoptă această ultimă soluție, câștigul în tensiune devine $A_v = R_c/(R_{E1} + r'_e)$, unde R_{E1} este rezistorul suplimentar din emitor.

Câștigul în putere

Principalul scop al utilizării amplificatoarelor de semnal mare este obținerea câștigului în putere. Considerând că valoarea câștigului în curent la semnal mare, A_i, este aproximativ egală cu $\beta_{c.c.}$, câștigul în putere, A_p, al amplificatorului cu emitorul comun este:

$$A_p = A_i A_v = \beta_{c.c.} A_v$$

$$A_p = \beta_{C.C.} \left(\frac{R_c}{r'_e} \right) \quad (7\text{-}5)$$

Puterea în PSF

Puterea disipată de un tranzistor în absența semnalului de intrare este produsul dintre curentul și tensiunea din PSF.

$$P_{D(PSF)} = I_{C(PSF)} V_{CE(PSF)} \tag{7-6}$$

Puterea disipată în PSF este puterea maximă pe care trebuie să o poată disipa un tranzistor în clasa A; prin urmare, valoarea limită absolută a puterii tranzistorului ar trebui să depășească puterea disipată în PSF.

Puterea de ieșire

În general, oricare ar fi amplasarea PSF pe dreapta de sarcină în c.a., puterea de ieșire a unui amplificator cu emitorul comun este produsul dintre valoarea eficace a curentului de colector și valoarea eficace a tensiunii colector-emitor.

$$P_{out} = V_{ce} I_c$$

Să examinăm acum puterea de ieșire în trei cazuri de poziționare a PSF.

PSF în apropierea punctului de saturație Când PSF se află în apropierea punctului de saturație, excursia maximă a tensiunii colector-emitor este $V_{CE(PSF)}$, iar excursia maximă a curentului de colector este $V_{CE(PSF)}/R_c$, cum se vede în fig. 7-15(a). Prin urmare, puterea de ieșire în c.a. este:

$$P_{out} = \left(\frac{0,707 V_{CE(PSF)}}{R_c} \right) 0,707 V_{CE(PSF)} = \frac{0,5 V^2_{CE(PSF)}}{R_c}$$

unde $R_c = R_C \parallel R_S$.

PSF în apropierea punctului de blocare Când PSF se află în apropierea punctului de blocare, excursia maximă a curentului de colector este $I_{C(PSF)}$, iar excursia maximă a tensiunii colector-emitor este $I_{C(PSF)}R_c$, așa cum se vede în fig. 7-15(b). Deci puterea de ieșire în c.a. este:

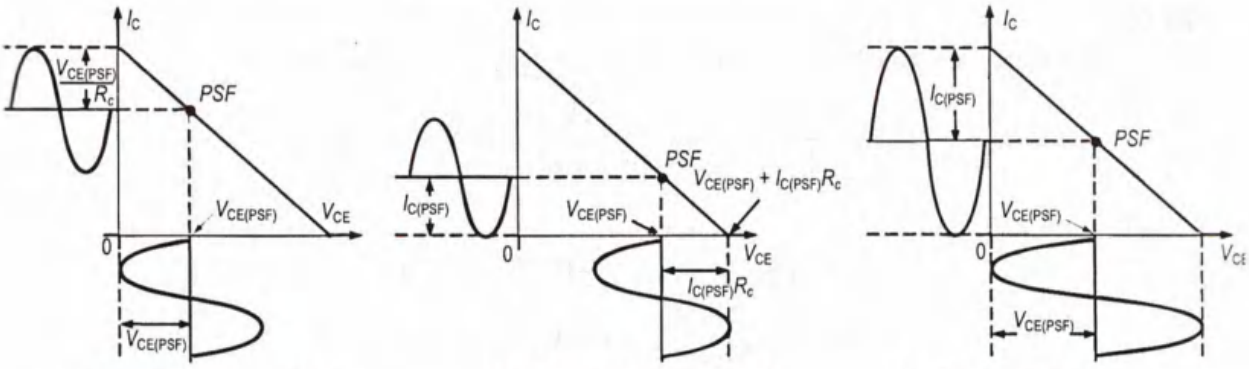
$$P_{out} = (0,707 I_{C(PSF)})(0,707 I_{C(PSF)} R_c) = 0,5 I^2_{C(PSF)} R_c$$

PSF centrat Când PSF este centrat, excursia maximă a curentului de colector este $I_{C(PSF)}$, iar excursia maximă a tensiunii colector-emitor este $V_{CE(PSF)}$, cum apare în fig. 7-15(c). Prin urmare, puterea de ieșire în c.a. este:

$$P_{out} = (0,707 V_{CE(PSF)})(0,707 I_{C(PSF)})$$

$$P_{out} = 0,5 V_{CE(PSF)} I_{C(PSF)} \tag{7-7}$$

Aceasta este puterea maximă de ieșire în c.a. a amplificatoarelor în clasa A, cu semnal la intrare. Remarcați că este jumătate din puterea disipată în PSF fără semnal la intrare.



(a) Limitare din cauza intrării în saturație

(b) Limitare din cauza intrării în blocare

(c) PSF centrat

FIGURA 7-15

Funcționarea pe dreapta de sarcină în c.a., cu limitarea excursiei tensiunii de ieşire.

Randamentul

Randamentul unui amplificator (η) este raportul dintre puterea de ieșire în c.a. și puterea de intrare în c.c. Puterea de intrare în c.c. este produsul dintre tensiunea sursei de alimentare cu c.c. și curentul absorbit din ea de amplificator.

$$P_{C.C.} = V_{CC}I_{CC}$$

Curentul mediu de alimentare, I_{CC}, este egal cu $I_{C(PSF)}$, iar tensiunea sursei de alimentare, V_{CC}, este de două ori mai mare decât $V_{CE(PSF)}$ atunci când PSF este centrat. Prin urmare, randamentul maxim este:

$$\eta_{max} = \frac{P_{out}}{P_{C.C.}} = \frac{0,5V_{CE(PSF)}I_{C(PSF)}}{V_{CC}I_{CC}} = \frac{0,5V_{CE(PSF)}I_{C(PSF)}}{2V_{CE(PSF)}I_{C(PSF)}} = \frac{0,5}{2}$$

$$\eta_{max} = 0,25 \qquad (7\text{-}8)$$

Rezultă deci că 0,25 sau 25% este valoarea maximă a randamentului care poate fi atinsă de un amplificator în clasa A și este realizabilă numai dacă PSF este centrat pe dreapta de sarcină în c.a.

EXEMPLUL 7-5

Pentru amplificatorul din fig. 7-16, funcționând astfel încât semnalul de ieșire să fie cel maxim posibil, calculați următoarele valori:

(a) Puterea minimă care trebuie să poată fi disipată de tranzistor

(b) Puterea de ieșire în c.a.

(c) Randamentul

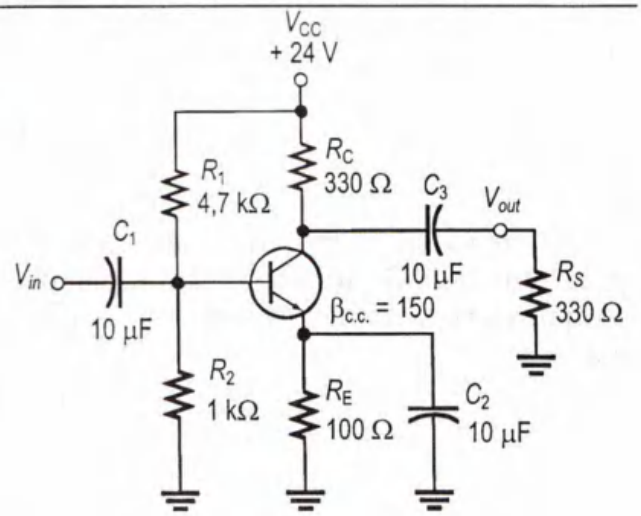


FIGURA 7-16

Rezolvare

În primul rând se calculează valorile de c.c. $R_{IN(bază)}$ se neglijează.

$$V_B \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{1\text{k}\Omega}{5{,}7\text{k}\Omega}\right) 24\text{V} = 4{,}2\text{V}$$

Apoi:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4{,}2\text{V} - 0{,}7\text{V} = 3{,}5\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3{,}5\text{V}}{100\Omega} = 35\text{mA}$$

Deci curentul de colector în PSF este:

$$I_{C(PSF)} \cong 35\text{mA}$$

și

$$V_C = V_{CC} - I_{C(PSF)} R_C = 24\text{V} - (35\text{mA})(330\Omega) = 12{,}5\text{V}$$

$$V_{CE(PSF)} = V_C - V_E = 12{,}5\text{V} - 3{,}5\text{V} = 9{,}0\text{V}$$

(a) Puterea care trebuie să poată fi disipată de tranzistor trebuie să fie mai mare decât:

$$P_{D(min)} = P_{D(PSF)} = V_{CE(PSF)} I_{C(PSF)} = (9{,}0\text{V})(35\text{mA}) = \mathbf{315\,mW}$$

(b) Pentru a calcula puterea de ieșire în c.a. la semnal *maxim* trebuie să cunoaștem poziția PSF față de mijloc. Aceasta ne va arăta dacă $I_{C(PSF)}$ sau $V_{CE(PSF)}$ constituie factorul de limitare în cazul în care PSF nu este centrat. Parametrii dreptei de sarcină în c.a. sunt:

$$R_c = R_C \| R_s = 330\Omega \| 330\Omega = 165\Omega$$

$$I_{c(sat)} = I_{C(PSF)} + \frac{V_{CE(PSF)}}{R_c} = 35\text{mA} + \frac{9{,}0\text{V}}{165\Omega} = 89{,}5\text{mA}$$

și

$$V_{ce(blocare)} = V_{CE(PSF)} + I_{C(PSF)} R_c = 9{,}0\text{V} + (35\text{mA})(165\Omega) = 14{,}8\text{V}$$

Când este centrat, PSF se află la:

$$I_{C(PSF)} = \frac{89{,}5\text{mA}}{2} = 44{,}8\text{mA}$$

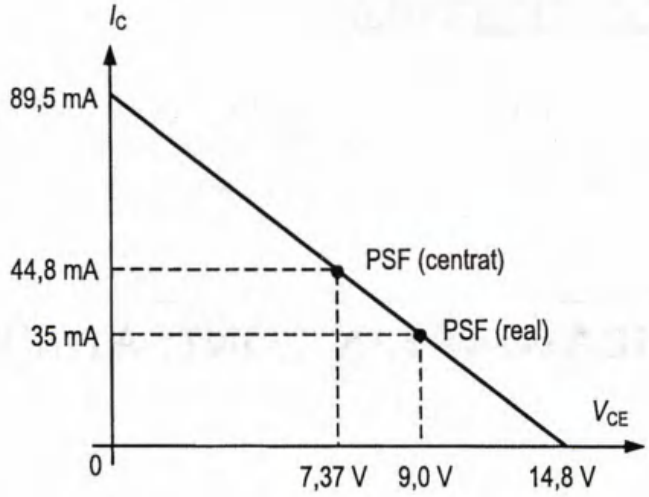
și

$$V_{CE(PSF)} = \frac{14{,}8\text{V}}{2} = 7{,}37\text{V}$$

Aceste valori de PSF sunt marcate pe dreapta de sarcină în c.a. din fig. 7-17. PSF real al acestui amplificator este mai apropiat de punctul de blocare, cum se observă în figură. Prin urmare, excursia maximă a curentului de colector este $I_{C(PSF)}$, iar puterea de ieșire în c.a. este:

$$P_{out} = 0{,}5 I_{C(PSF)}^2 R_c = 0{,}5(35\text{mA})^2(165\Omega) = \mathbf{101\,mW}$$

FIGURA 7-17



(c) Randamentul este:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{C.C.}} = \frac{P_{out}}{V_{CC}I_{CC}} = \frac{P_{out}}{V_{CC}I_{C(PSF)}} = \frac{101\,\text{mW}}{(24\,\text{V})(35\,\text{mA})} = \mathbf{0,12}$$

Această valoare a randamentului, de 12%, este considerabil mai mică decât valoarea maximă posibilă (25%) din cauză că PSF nu este centrat.

Exercițiu complementar Propuneți soluții pentru creșterea randamentului amplificatorului din fig. 7-16.

Puterea maximă în sarcină

Puterea maximă în sarcină pentru amplificatoarele în clasa A se realizează în cazul în care PSF este centrat, ca în fig. 7-15(c). Valoarea maximă a tensiunii de vârf în sarcină este egală cu $V_{CE(PSF)}$, dacă se neglijează căderea de tensiune pe condensatorul de cuplaj de la ieșire.

$$P_{S(max)} = \frac{V^2_S}{R_S} = \frac{(0,707V_{CE(PSF)})^2}{R_S}$$

$$P_{S(max)} = \frac{0,5V^2_{CE(PSF)}}{R_S} \tag{7-9}$$

Deseori, puterea în sarcină este definită ca putere de ieșire.

EXEMPLUL 7-6

Calculați puterea maximă în sarcină a amplificatorului din exemplul 7-5.

Rezolvare

Când PSF este centrat, $V_{CE(PSF)} = 7,37$ V.

$$P_{S(max)} = \frac{0,5V^2_{CE(PSF)}}{R_S} = \frac{0,5(7,37\,\text{V})^2}{330\,\Omega} = \mathbf{82,3\,mW}$$

Exercițiu complementar Cât este puterea în sarcină dacă PSF al amplificatorului se deplasează la $V_{CE(PSF)} = 5$ V?

SECȚIUNEA 7-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește dreapta de sarcină în c.a. de cea în c.c.?
2. Care este poziția optimă a PSF la amplificatoarele în clasa A?
3. Care este randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa A?
4. Cum se poate atinge randamentul maxim la amplificatoarele în clasa A?

7-2 AMPLIFICATOARE ÎN CONTRATIMP ÎN CLASELE B ŞI AB

Amplificatorul în clasa B este polarizat la limita de blocare, astfel încât să funcționeze în regiunea liniară într-un interval de 180° al perioadei semnalului de intrare și să fie blocat în celelalte 180°. Amplificatoarele în clasa AB sunt polarizate astfel încât să conducă puțin peste 180°. Principalul avantaj al amplificatoarelor în clasele B și AB față de cele în clasa A este eficiența crescută; pentru o aceeași putere de intrare, puterea obținută la ieșire este mai mare. Dezavantajul acestor amplificatoare constă în dificultățile sporite de realizare a circuitelor astfel ca forma de undă obținută la ieșire să o reproducă liniar pe cea de la intrare. Expresia „în contratimp"* se referă la un tip uzual de circuit de amplificare în clasele B și AB, care reproduce la ieșire forma de undă de la intrare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

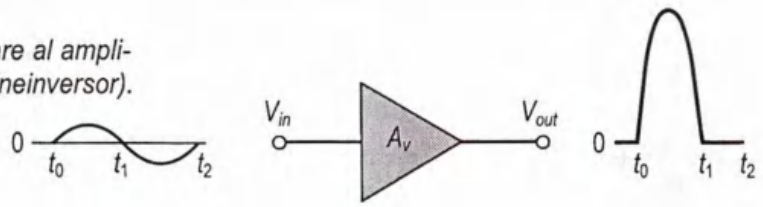
Să explicați și să analizați funcționarea amplificatoarelor în clasele B și AB

- ▶ Să explicați funcționarea în clasa B
- ▶ Să discutați poziția PSF la amplificatoarele în clasa B
- ▶ Să descrieți funcționarea în clasa B în contratimp
- ▶ Să explicați distorsiunile de racordare și cauzele lor
- ▶ Să explicați funcționarea în clasa AB
- ▶ Să analizați amplificatoarele în contratimp în clasa AB
- ▶ Să calculați puterea de ieșire maximă
- ▶ Să calculați puterea de intrare în c.c.
- ▶ Să calculați randamentul maxim în clasa B
- ▶ Să calculați rezistența de intrare
- ▶ Să analizați un amplificator în contratimp cu conexiune Darlington
- ▶ Să comentați variantele de etaj pilot pentru amplificatoarele în contratimp

* *Push-pull*, în original. (n.t.)

FIGURA 7-18

Principiul de funcționare al amplificatorului în clasa B (neinversor).



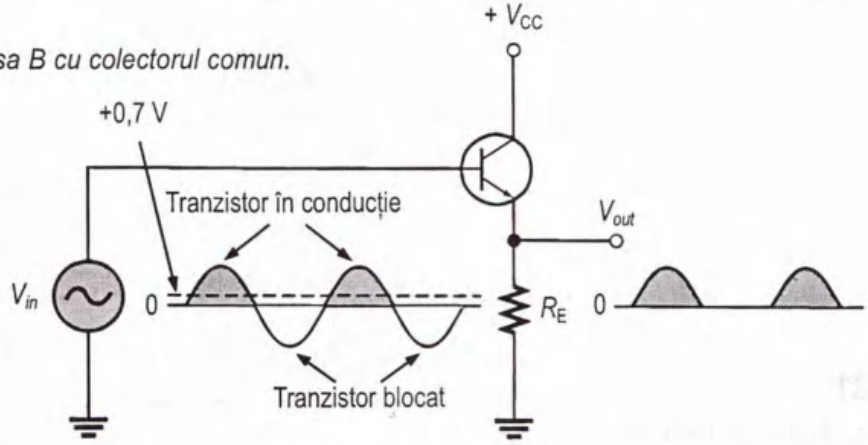
Funcționarea în clasa B

Funcționarea în clasa B este ilustrată în fig. 7-18, forma de undă de la ieșire fiind coordonată în timp (t) cu cea de la intrare.

PSF la limita de blocare Amplificatorul în clasa B este polarizat în vecinătatea punctului de blocare, deci la $I_{C(PSF)} = 0$ și $V_{CE(PSF)} = V_{CE(blocare)}$. Când la intrare se aplică un semnal, tranzistorul începe să conducă, iar amplificatorul iese din blocare și lucrează în regiunea liniară. Acest mod de funcționare este ilustrat în fig. 7-19 pentru un repetor pe emitor, a cărui formă de undă de la ieșire evident că nu va fi copia celei de la intrare. Pentru a reproduce satisfăcător forma de undă de la intrare este necesară o configurație cu două tranzistoare, cunoscută sub denumirea de amplificator în contratimp.

FIGURA 7-19

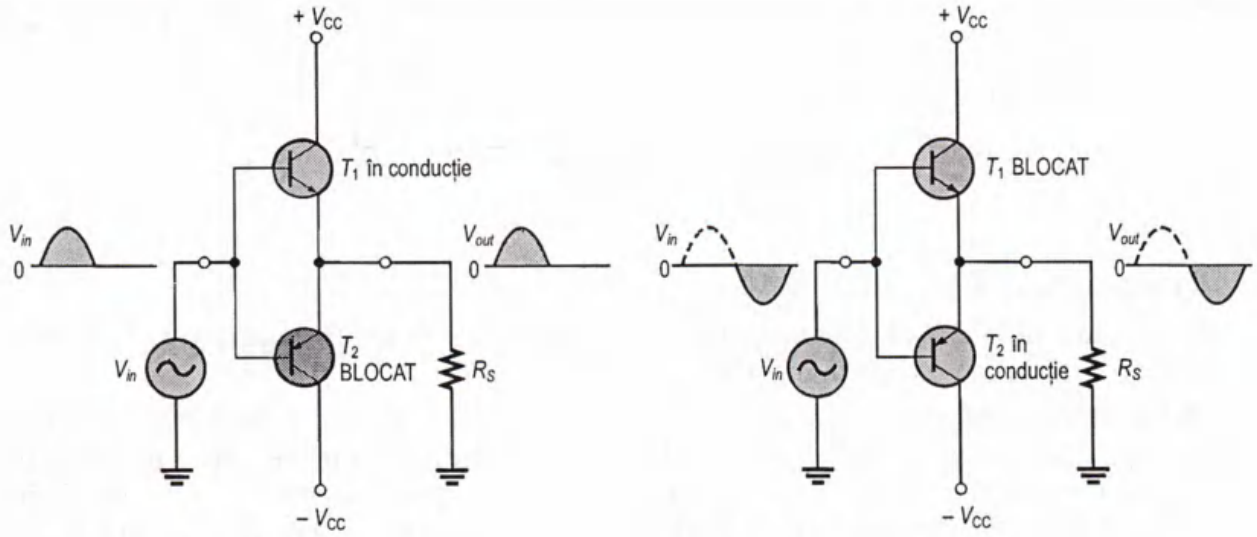
Amplificator în clasa B cu colectorul comun.



Funcționarea în contratimp în clasa B Figura 7-20 prezintă un tip de amplificator în contratimp în clasa B format din două repetoare pe emitor. Acesta se numește amplificator cu simetrie complementară deoarece unul dintre repetoarele pe emitor este realizat cu un tranzistor *npn*, iar celălalt, cu perechea *pnp* a primului; fiecare tranzistor conduce pe câte una dintre cele două alternanțe ale perioadei semnalului de intrare. O pereche de tranzistoare complementare este formată din două tranzistoare cu caracteristici identice, însă unul este *npn*, iar celălalt, *pnp*. O astfel de pereche este formată din 2N3904 și 2N3906. Remarcați că în bază nu se aplică tensiune continuă pentru polarizare ($V_B = 0$), deci singură tensiunea semnalului aplicat determină intrarea tranzistorului în conducție. T_1 conduce pentru alternanța pozitivă a semnalului de intrare, iar T_2, pentru cea negativă.

Distorsiunile de racordare Când tensiunea continuă în bază este zero, ambele tranzistoare sunt blocate și tensiunea semnalului de intrare trebuie să depășească V_{BE} pentru ca unul dintre tranzistoare să înceapă să conducă. Din această cauză, la trecerea de la o alternanță la cea opusă există un interval de timp în care nici unul dintre tranzistoare nu conduce, cum ilustrează fig. 7-21. Distorsiunile astfel rezultate în forma de undă de la ieșire sunt oarecum normale și se numesc **distorsiuni de racordare***.

* În original, *crossover distortion*. (n.t.)



(a) Pentru semiperioada pozitivă (b) Pentru semiperioada negativă

FIGURA 7-20

Funcționarea în c.a., în clasa B, în contratimp.

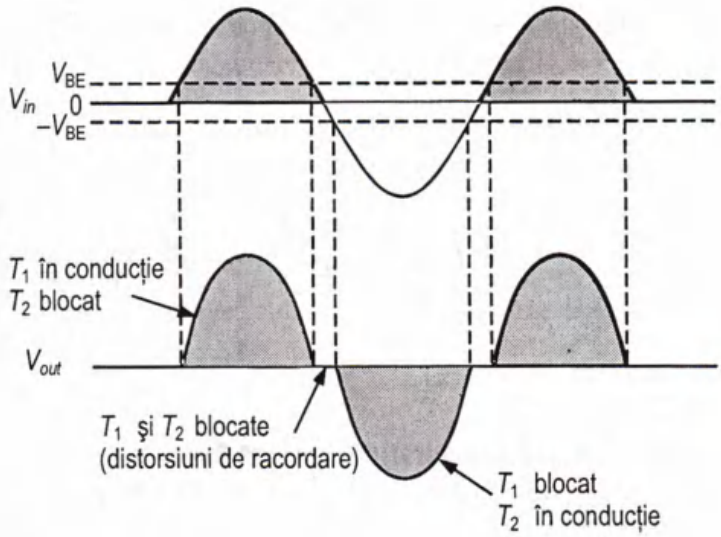
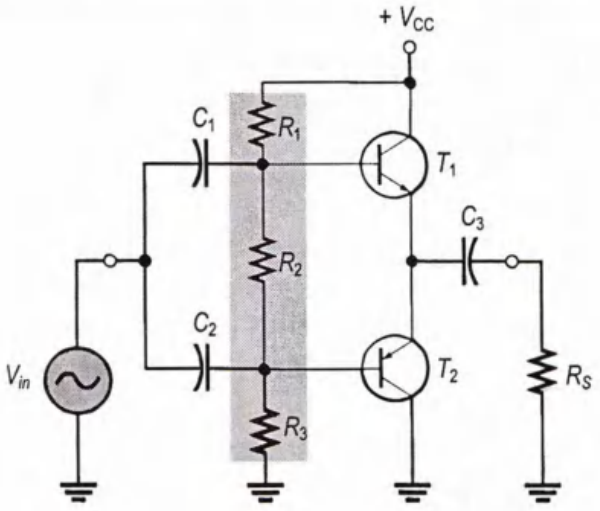


FIGURA 7-21

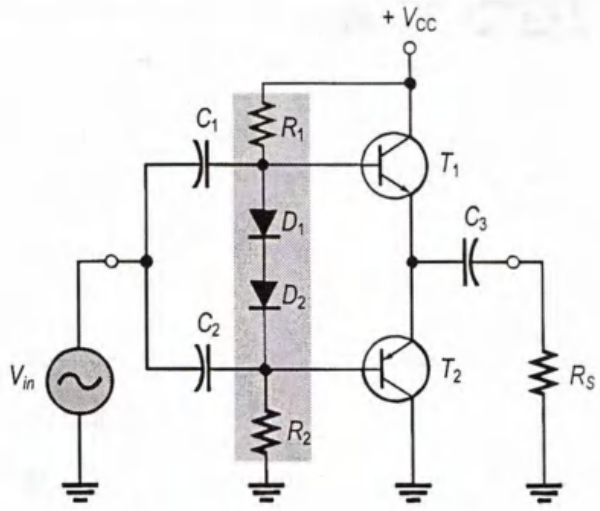
Ilustrarea distorsiunilor de racordare la un amplificator în clasa B în contratimp. Tranzistoarele conduc numai pe porțiunile haşurate ale semnalului de intrare.

Funcționarea în clasa AB

Pentru eliminarea distorsiunilor de racordare, cele două tranzistoare în contratimp trebuie prepolarizate, în absența semnalului, cu puțin peste punctul de blocare. Această variantă de amplificator în contratimp în clasa B este denumită amplificator în clasa AB. Prepolarizarea se poate realiza cu o configurație de divizor de tensiune, ca în fig. 7-22(a). Totuși, menținerea circuitului la niște parametri de polarizare stabili se face cu destulă dificultate din cauza variației V_{BE} cu temperatura. Necesitatea utilizării a două surse dispare dacă R_S este cuplată capacitiv. O configurație mai convenabilă este cea din fig. 7-22(b). Dacă diodele D_1 și D_2 au caracteristicile aproape identice cu caracteristicile de transconductanță ale tranzistoarelor, se realizează o bună stabilitate a polarizării față de variațiile de temperatură. O asemenea stabilizare mai poate fi realizată folosind joncțiunile bază-emitor a două tranzistoare pereche, conectate în locul diodelor. În argoul tehnicienilor, amplificatoarele în clasa AB sunt incorect denumite, în mod frecvent, amplificatoare în clasa B.



(a) Polarizare prin divizor de tensiune



(b) Polarizare cu diode pentru stabilizare termică. Caracteristicile termice ale diodelor trebuie să fie asemănătoare cu cele ale joncțiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor.

FIGURA 7-22

Prepolarizarea amplificatorului în contratimp pentru funcționare în clasa AB, eliminându-se astfel distorsiunile de racordare.

Circuitul echivalent de c.c. al amplificatorului în contratimp este prezentat în fig. 7-23. Rezistoarele R_1 și R_2 au aceeași valoare; în consecință, tensiunea în punctul A, între cele două diode, este $V_{CC}/2$. Presupunând că diodele și tranzistoarele au caracteristicile de transconductanță identice, căderea de tensiune pe D_1 va fi egală cu V_{BE} a tranzistorului T_1, iar căderea de tensiune pe D_2, cu V_{BE} aferentă tranzistorului T_2. Rezultă că tensiunea în emitor este tot $V_{CC}/2$ și deci $V_{CE(PSF)1} = V_{CE(PSF)2} = V_{CC}/2$, cum este notat în desen. Întrucât ambele tranzistoare sunt polarizate la limita de blocare, $I_{C(PSF)} \cong 0$.

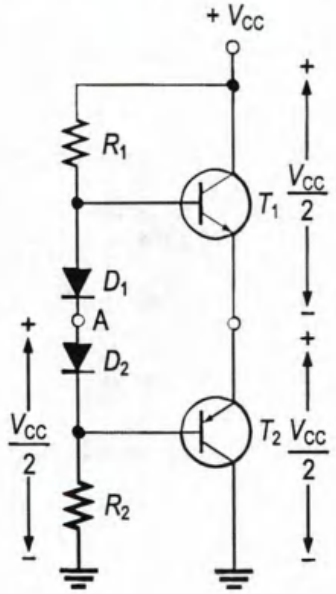


FIGURA 7-23

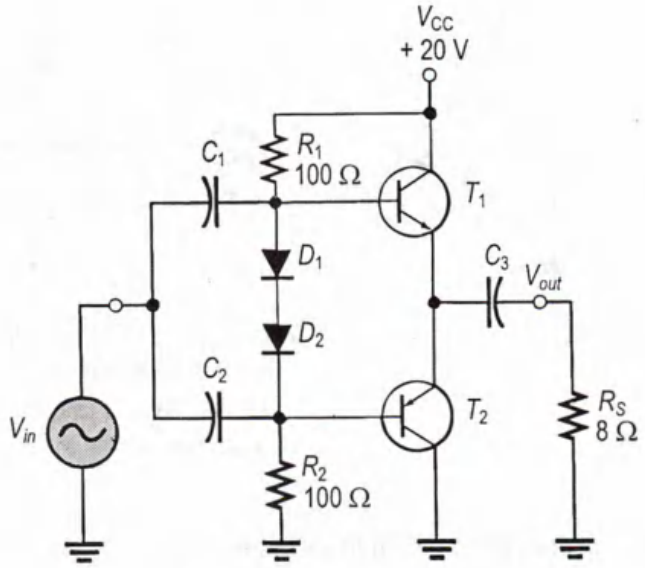
Circuitul echivalent de c.c. al amplificatorului în contratimp.

EXEMPLUL 7-7

Calculați tensiunile continue din baza și emitorul fiecăruia dintre cele două tranzistoare complementare, T_1 și T_2, din fig. 7-24, precum și $V_{CE(PSF)}$ aferentă fiecărui tranzistor. Se consideră $V_{D1} = V_{D2} = V_{BE} = 0{,}7$ V și $I_{C(PSF)} = 0$.

Rezolvare

FIGURA 7-24

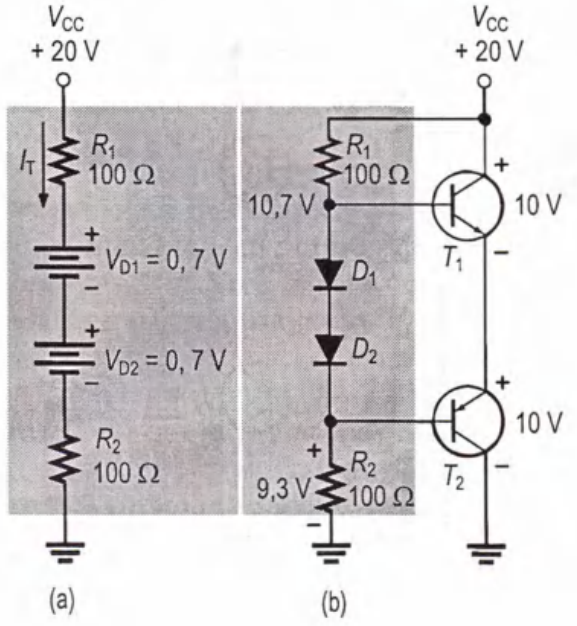


Circuitul echivalent de polarizare este cel din fig. 7-25(a), V_{D1} și V_{D2} reprezentând potențialul de barieră al diodelor. Curentul total prin circuitul de polarizare (R_1, D_1, D_2 și R_2) este:

$$I_T = \frac{V_{CC} - V_{D1} - V_{D2}}{R_1 + R_2} = \frac{20\,\text{V} - 1{,}4\,\text{V}}{200\,\Omega} = 93\,\text{mA}$$

$$V_{B1} = V_{CC} - I_T R_1 = 20\,\text{V} - (93\,\text{mA})(100\,\Omega) = \mathbf{10{,}7\,V}$$

FIGURA 7-25



și

$$V_{B2} = V_{B1} - V_{D1} - V_{D2} = 10{,}7\,\text{V} - 1{,}4\,\text{V} = \mathbf{9{,}3\,V}$$
$$V_{E1} = V_{E2} = 10{,}7\,\text{V} - 0{,}7\,\text{V} = \mathbf{10\,V}$$

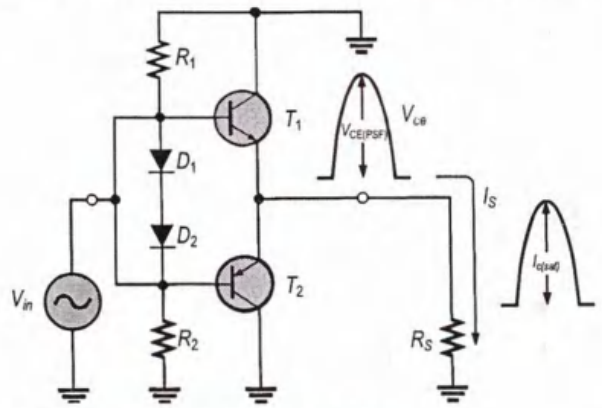
Deci:

$$V_{CE(PSF)1} = V_{CE(PSF)2} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{20\,\text{V}}{2} = \mathbf{10\,V}$$

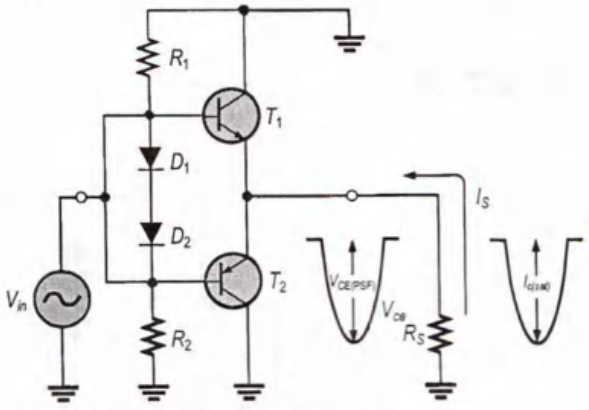
Valorile obținute sunt înscrise în fig. 7-25(b).

Exercițiu complementar Dacă R_1 și R_2 se înlocuiesc cu alte rezistoare, de 220 Ω, care sunt tensiunile din baza și din emitorul tranzistoarelor din fig. 7-24?

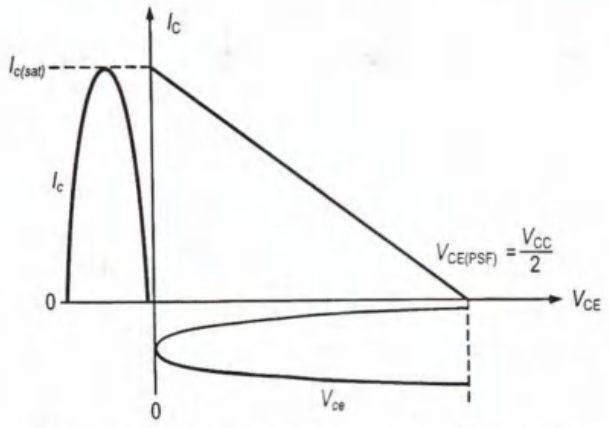
Funcționarea în c.a. În funcționare la parametrii maximi, tranzistoarele T_1 și T_2, ale amplificatorului în clasa AB, lucrează alternativ din apropiere de limita de blocare până aproape de cea de saturație. Pe alternanța pozitivă a semnalului de intrare, tensiunea din emitorul lui T_1 se deplasează de la valoarea de PSF, adică $V_{CC}/2$, până aproape de V_{CC}, furnizând la ieșire o tensiune de vârf aproximativ egală cu $V_{CE(PSF)}$. Concomitent, curentul prin T_1 trece de la valoarea sa de PSF, de aproximativ zero, până la o valoare apropiată de cea de saturație, cum arată figura 7-26(a).



(a) T_1 în conducție la semnal maxim de ieşire



(b) T_2 în conducție la semnal maxim de ieşire



(c) Dreapta de sarcină în c.a. pentru fiecare tranzistor

FIGURA 7-26

Principiul funcționării în contratimp la semnal maxim.

Pe alternanța negativă a semnalului de intrare, tensiunea din emitorul lui T_2 trece de la valoarea sa de PSF, de $V_{CC}/2$, până în apropiere de zero, furnizând o tensiune de vârf negativă aproximativ egală cu $V_{CE(PSF)}$. La rândul său, curentul prin T_2 trece de la zero la o valoare apropiată de cea de saturație, ca în fig. 7-26(b).

Referindu-ne la funcționarea pe dreapta de sarcină în c.a., V_{ce} ale ambelor tranzistoare se deplasează din apropierea valorii $V_{CC}/2$ până în jurul lui zero, iar curentul trece de la zero la $I_{c(sat)}$, cum se vede în fig. 7-26(c). Deoarece tensiunea de vârf pe fiecare tranzistor este $V_{CE(PSF)}$, curentul alternativ de colector, de saturație este:

$$I_{c(sat)} = \frac{V_{CE(PSF)}}{R_S} \tag{7-10}$$

Întrucât $I_e \cong I_c$ și curentul de ieșire este curentul de emitor, curentul de ieșire de vârf are tot valoarea $V_{CE(PSF)}/R_S$.

EXEMPLUL 7-8

Calculați valoarea de vârf maximă teoretic pentru tensiunea și curentul de ieșire ale circuitului din fig. 7-27.

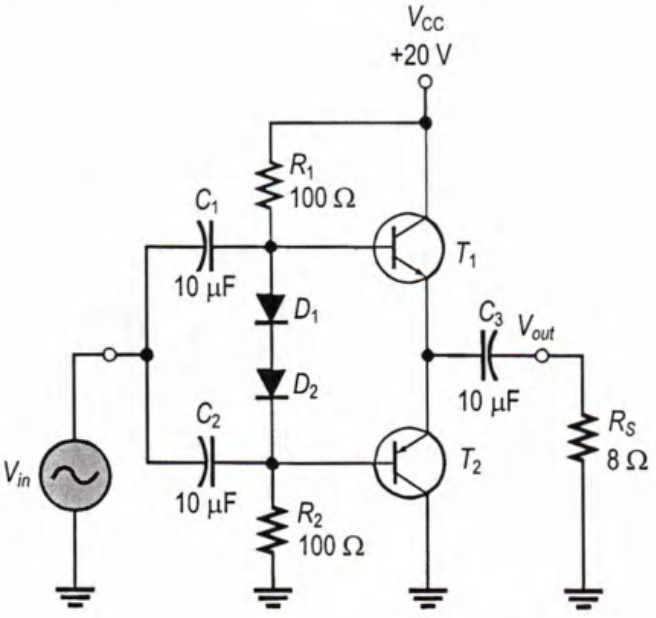


FIGURA 7-27

Rezolvare

Valoarea maximă a tensiunii de ieșire de vârf este:

$$V_{out(v)} \cong V_{CE(PSF)} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{20\,\text{V}}{2} = \mathbf{10\,V}$$

Valoarea maximă a curentului de ieșire de vârf este:

$$I_{out(v)} \cong I_{c(sat)} = \frac{V_{CE(PSF)}}{R_S} = \frac{10\,\text{V}}{8\,\Omega} = \mathbf{1{,}25\,V}$$

Exercițiu complementar Calculați valorile maxime de vârf pentru tensiunea și curentul de ieșire ale circuitului din fig. 7-27, dacă V_{CC} scade la 15 V și rezistența de sarcină are 16 Ω.

Puterea maximă de ieșire Am arătat că valoarea de vârf maximă a curentului de ieșire este aproximativ egală cu $I_{c(sat)}$, iar tensiunea de ieșire de vârf maximă este aproximativ egală cu $V_{CE(PSF)}$. Prin urmare, valoarea maximă a puterii medii de ieșire este:

$$P_{out} = V_{out(ef)} I_{out(ef)}$$

Deoarece:

$$V_{out(ef)} = 0,707\, V_{out(v)} = 0,707\, V_{CE(PSF)}$$

și

$$I_{out(ef)} = 0,707\, I_{out(v)} = 0,707\, I_{c(sat)}$$

rezultă:

$$P_{out} = 0,5 V_{CE(PSF)} I_{c(sat)}$$

Înlocuind $V_{CE(PSF)}$ cu $V_{CC}/2$, obținem:

$$P_{out} = 0,25 V_{CC} I_{c(sat)} \qquad (7\text{-}11)$$

Puterea de intrare în c.c. Puterea de intrare în c.c. este cea furnizată de sursa de tensiune V_{CC} și are expresia:

$$P_{C.C.} = V_{CC} I_{CC}$$

Întrucât fiecare tranzistor absoarbe curent câte o semiperioadă, curentul va avea forma unui semnal redresat monoalternanță, cu valoarea medie:

$$I_{CC} = \frac{I_{c(sat)}}{\pi}$$

Deci:

$$P_{C.C.} = \frac{V_{CC} I_{c(sat)}}{\pi}$$

Randamentul Unul dintre avantajele amplificatoarelor din clasele B și AB față de cele din clasa A este randamentul mult mai mare. Acesta compensează dificultatea prepolarizării amplificatoarelor în contratimp, în clasa AB, pentru eliminarea distorsiunilor de racordare. Amintiți-vă că randamentul este raportul dintre puterea de ieșire în c.a. și puterea de intrare în c.c.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{CC}}$$

Randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa B (al celor în clasa AB este ceva mai mic) se notează η_{max} și se deduce pornind de la ecuația (7-11).

$$P_{out} = 0,25 V_{CC} I_{c(sat)}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{out}}{P_{C.C.}} = \frac{0,25V_{CC}I_{c(sat)}}{V_{CC}I_{c(sat)}/\pi} = 0,25\pi$$

$$\eta_{max} = 0,79 \tag{7-12}$$

sau, procentual:

$$\eta_{max} = 79\%$$

Amintiți-vă că randamentul maxim în clasa A este de 0,25 (25 %).

Rezistența de intrare Configurația în contratimp cu simetrie complementară utilizată la amplificatoarele în clasa B/AB constă, practic, din două repetoare pe emitor. Prin urmare, rezistența de intrare este cea dedusă pentru repetorul pe emitor, în capitolul 6:

$$R_{in} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_E)$$

Întrucât $R_E = R_S$, formula devine:

$$R_{in} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_S) \tag{7-13}$$

EXEMPLUL 7-9

Calculați puterea maximă de ieșire în c.a. și puterea de intrare în c.c. pentru amplificatorul din fig. 7-28. Determinați, de asemenea, rezistența de intrare considerând $\beta_{c.a.} = 50$ și $r'_e = 6\ \Omega$.

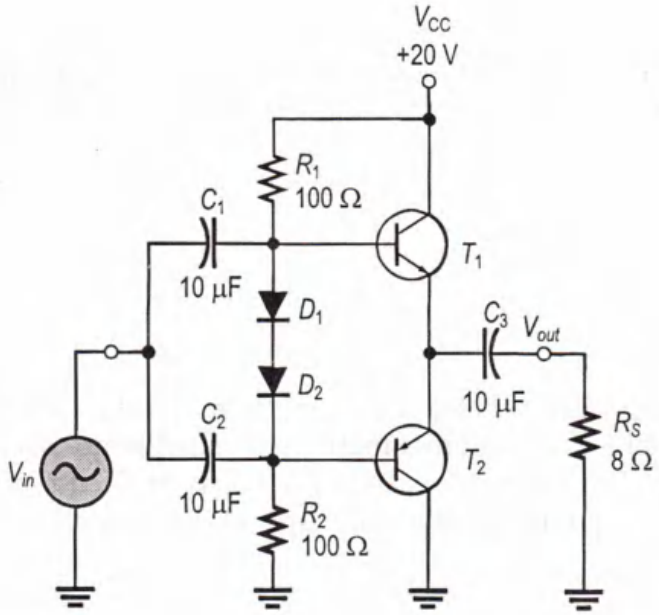


FIGURA 7-28

Rezolvare

Pentru acest circuit, $I_{c(sat)}$ a fost calculat în exemplul 7-8, găsindu-se valoarea de 1,25 A.

$$P_{out} = 0,25V_{CC}I_{c(sat)} = 0,25(20\,V)(1,25\,A) = \mathbf{6,25\,W}$$

$$P_{C.C.} = \frac{V_{CC}I_{c(sat)}}{\pi} = \frac{(20\,V)(1,25\,A)}{\pi} = \mathbf{7,96\,W}$$

$$R_{in} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_S) = 50(6\,\Omega + 8\,\Omega) = \mathbf{700\,\Omega}$$

Exercițiu complementar Calculați puterea maximă de ieșire în c.a. și puterea de intrare în c.c. pentru circuitul din fig. 7-28, cu V_{CC} = 15 V și R_S = 16 Ω.

Amplificator în clasa AB cu configurație Darlington

În multe cazuri în care se utilizează configurația în contratimp, rezistența de sarcină este mică. De exemplu, un difuzor de 8 Ω este o sarcină uzuală pentru un amplificator în contratimp în clasa AB.

O consecință a rezistenței de sarcină scăzute poate fi o rezistență de intrare destul de mică a amplificatorului în contratimp, văzută ca rezistență de sarcină de etajul pilot precedent. În funcție și de rezistența de ieșire a etajului anterior, rezistența mică de intrare a amplificatorului în contratimp poate crea un dezechilibru substanțial, ducând la reducerea semnificativă a câștigului în tensiune. De exemplu, dacă tranzistoarele complementare ale unui amplificator în contratimp au beta în c.a. de 50, iar rezistența de sarcină este de 8 Ω, rezistența de intrare (considerând r'_e = 5 Ω) va fi:

$$R_{in} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_S) = 50(5\,\Omega + 8\,\Omega) = 650\,\Omega$$

Dacă rezistența de colector a amplificatorului pilot este, de pildă, de 1 kΩ, rezistența de intrare a amplificatorului în contratimp reduce valoarea rezistenței văzute efectiv în colectorul amplificatorului pilot (să presupunem că este cu emitorul comun) la R_c = $= R_C \parallel R_{in}$ = 1 kΩ ∥ 650 Ω = 394 Ω. Aceasta reduce drastic câștigul în tensiune al amplificatorului pilot, deoarece câștigul său este R_c/r'_e.

În unele aplicații caracterizate prin rezistență de sarcină mică se poate folosi un amplificator în contratimp cu tranzistoare în configurație Darlington pentru a mări rezistența de intrare văzută de amplificatorul pilot și a evita astfel reducerea drastică a câștigului în tensiune. Dubletul Darlington are, în general, beta în c.a. peste o mie.

În cazul anterior, de exemplu, dacă $\beta_{c.a.}$ = 50 pentru fiecare tranzistor dintr-un dublet Darlington, beta total în c.a. este $\beta_{c.a.}$ = 50 · 50 = 2500. Rezistența de intrare crește mult, cum arată calculele următoare.

$$R_{in} = \beta_{c.a.}(r'_e + R_S) = 2500(5\,\Omega + 8\,\Omega) = 32{,}5k\Omega$$

În fig. 7-29 este prezentat un amplificator în contratimp, în clasa AB, cu configurație Darlington. În circuitul de polarizare sunt necesare patru diode pentru a compensa cele patru joncțiuni bază-emitor ale celor două dublete Darlington.

Amplificator în contratimp cu etaj pilot în clasa A

Până acum, semnalul de intrare în amplificatoarele în contratimp în clasele B și AB era transmis prin cuplaj capacitiv de la sursa de semnal la fiecare dintre cele două tranzistoare. O altă variantă este introducerea unui etaj pilot în clasa A, ca în fig. 7-30. După cum observați, acesta este un amplificator cu polarizare prin divizor de tensiune.

Tensiunile continue de polarizare pentru amplificatorul în contratimp sunt determinate de curentul continuu de colector al tranzistorului pilot T_3. Când în baza lui T_3 se aplică un semnal de intrare, curentul rezultat în colectorul lui T_3 transmite în tensiune semnale către bazele tranzistoarelor T_1 și T_2, cum observați în fig. 7-30. Căderile de tensiune alternativă pe rezistențele dinamice ale diodelor de polarizare sunt neglijabile, deci

semnalele care ajung în bazele tranzistoarelor T_1 și T_2 sunt practic egale. Argumentul pentru această aproximare este faptul că rezistențele dinamice ale diodelor sunt foarte mici în comparație cu R_1 și deci, în practică, diodele pot fi considerate scurtcircuite pentru semnalul de c.a. Circuitul pilot s-a dovedit a fi o soluție eficientă de cuplare a unui amplificator în contratimp cu circuitul de preamplificare ce îl precede.

FIGURA 7-29

Amplificator în contratimp, în clasa AB, cu configurație Darlington.

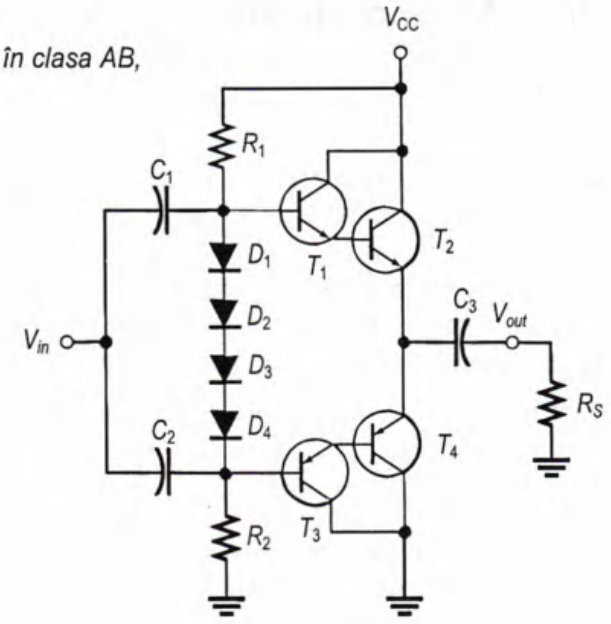
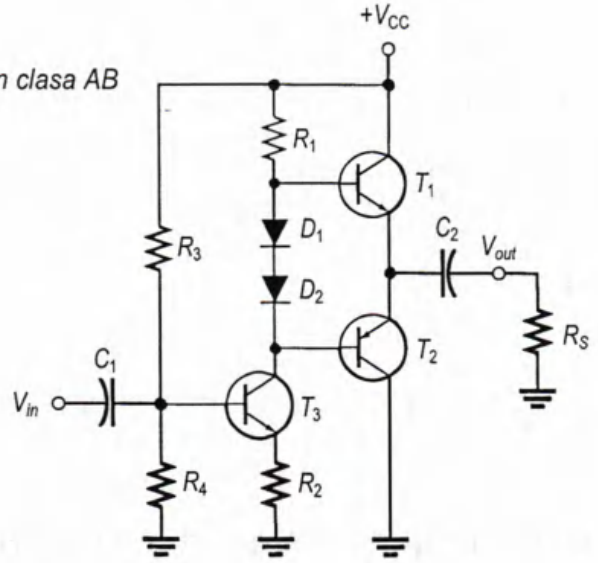


FIGURA 7-30

Amplificator în contratimp în clasa AB cu pilot în clasa A.



SECȚIUNEA 7-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Unde este localizat PSF la amplificatoarele din clasa B?
2. Care este cauza distorsiunilor de racordare?
3. Cât este randamentul maxim al amplificatoarelor în contratimp în clasa B?
4. Explicați scopul realizării configurației în contratimp în clasa B.
5. Prin ce se deosebește un amplificator în clasa AB de unul în clasa B?

7-3 AMPLIFICATOARE ÎN CLASA C

Amplificatoarele în clasa C sunt astfel polarizate încât conduc un interval mult mai mic de 180°. Ele au însă randamentul mai mare decât amplificatoarele din oricare dintre clasele A, B şi AB, adică în funcţionare în clasa C, puterea obţinută la ieşire este mai mare. Dar, din cauză că forma de undă de la ieşire este puternic distorsionată, aplicaţiile amplificatoarelor în clasa C sunt limitate, în mod normal, la amplificatoarele de acord pentru frecvenţe radio (RF), cum veţi afla din secţiunea de faţă.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să explicaţi şi să analizaţi funcţionarea amplificatoarelor în clasă C.

- ▶ Să explicaţi funcţionarea în clasa C
- ▶ Să comentaţi disiparea puterii în clasa C
- ▶ Să descrieţi funcţionarea la rezonanţă
- ▶ Să calculaţi puterea maximă de ieşire
- ▶ Să calculaţi randamentul
- ▶ Să explicaţi polarizarea cu circuit de axare la amplificatorul în clasa C

Principiul de funcţionare în clasa C

Principiul funcţionării în clasa C este prezentat în fig. 7-31. În fig. 7-32(a) apare un amplificator în clasa C cu emitorul comun şi sarcină rezistivă. Polarizarea lui se face sub limita de blocare, de la o sursă de tensiune negativă, V_{BB}. Tensiunea alternativă furnizată de sursa de semnal are valoarea de vârf puţin mai mare decât $V_{BB} + V_{BE}$, astfel ca tensiunea din bază să depăşească potenţialul de barieră al joncţiunii bază-emitor pentru un scurt interval de timp, în jurul valorii de vârf corespunzătoare fiecărei perioade, cum ilustrează figura 7-32(b). În acest scurt interval, tranzistorul conduce. Dacă se utilizează întreaga dreaptă de sarcină în c.a., ca în fig. 7-32(c), teoretic, curentul de colector maxim este, cu aproximaţie, $I_{C(sat)}$, iar tensiunea minimă din colector este aproximativ egală cu $V_{CE(sat)}$.

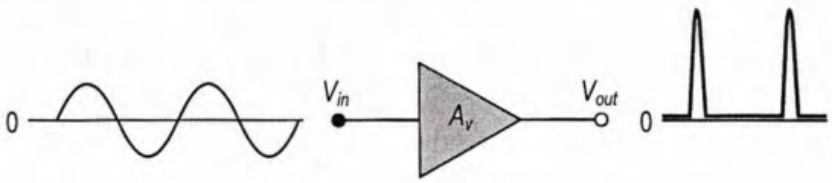
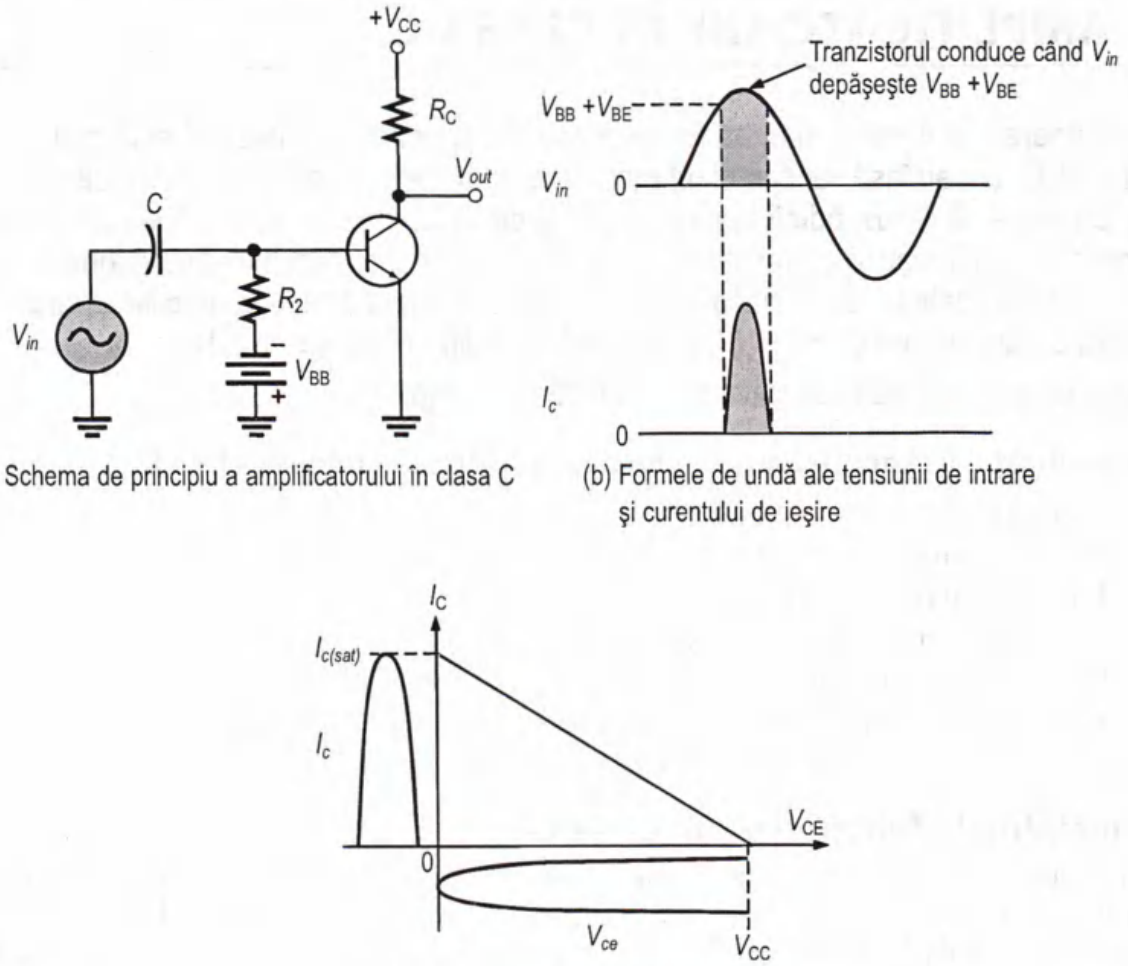


FIGURA 7-31

Principiul de funcţionare al amplificatorului (neinversor) în clasa C.

Puterea disipată

Un tranzistor funcţionând în clasa C disipă puţină putere deoarece conduce numai o mică parte din perioada semnalului de intrare. Figura 7-33(a) înfăţişează impulsurile ce formează curentul de colector. Intervalul de timp dintre impulsuri este egal cu perioada tensiunii alternative de intrare (T). Pentru a evita calculele complicate vom considera că impulsurile ce formează curentul şi tensiunea de colector sunt, cu aproximaţie, ideale,



(a) Schema de principiu a amplificatorului în clasa C

(b) Formele de undă ale tensiunii de intrare şi curentului de ieşire

(c) Funcţionarea pe dreapta de sarcină

FIGURA 7-32

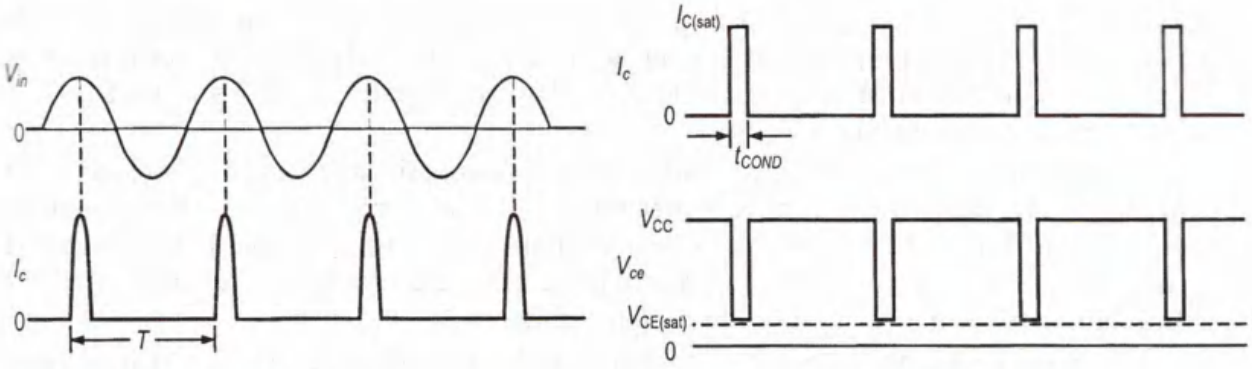
Principiul de funcţionare în clasa C.

având lăţimea egală cu intervalul de timp în care tranzistorul conduce, ca în fig. 7-33(b). Cu această simplificare, amplitudinea maximă a curentului este $I_{C(sat)}$, iar amplitudinea minimă a tensiunii este $V_{CE(sat)}$, în intervalul în care tranzistorul este în conducţie, dacă excursia semnalului de ieşire acoperă întreaga dreaptă de sarcină. Prin urmare, puterea disipată în intervalul în care tranzistorul conduce se poate calcula astfel:

$$P_{D(cond)} = V_{CE(sat)} I_{C(sat)}$$

Tranzistorul este în conducţie un timp scurt, t_{COND}, în restul perioadei semnalului de intrare fiind blocat. Prin urmare, presupunând că se utilizează întreaga dreaptă de sarcină, media puterii disipate într-o perioadă este:

$$P_{D(med)} = \left(\frac{t_{COND}}{T}\right) P_{D(cond)} = \left(\frac{t_{COND}}{T}\right) V_{CE(sat)} I_{C(sat)}$$



(a) Impulsurile curentului de colector

(b) Formele de undă teoretice în clasa C

FIGURA 7-33

Formele de undă în clasa C.

EXEMPLUL 7-10

La intrarea unui amplificator în clasa C se aplică un semnal de 200 kHz. Tranzistorul conduce câte 1 μs, iar amplificatorul utilizează dreapta de sarcină în proporție de 100%. Dacă $I_{C(sat)}$ = 100 mA și $V_{CE(sat)}$ = 0,2 V, care este puterea disipată medie?

Rezolvare

Perioada este:

$$T = \frac{1}{200\,\text{kHz}} = 5\,\mu\text{s}$$

Deci:

$$P_{D(med)}\left(\frac{t_{COND}}{T}\right)V_{CE(sat)}I_{C(sat)} = (0{,}2)(0{,}2\,\text{V})(100\,\text{mA}) = \mathbf{4\,mW}$$

Exercițiu complementar Dacă frecvența scade de la 200 kHz la 150 kHz, care va fi puterea disipată medie?

Funcționarea la rezonanță

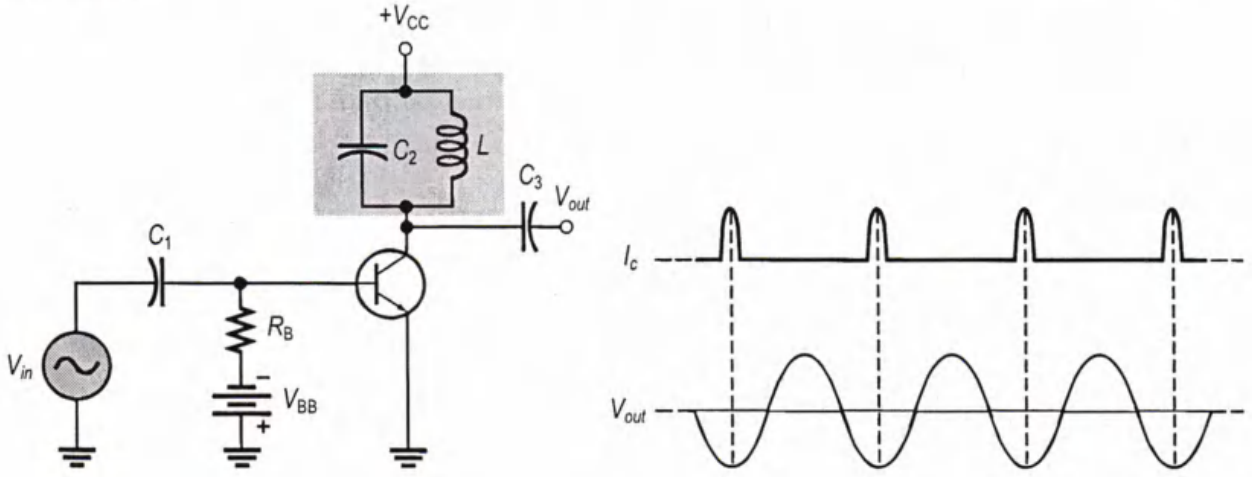
Întrucât tensiunea din colector (de ieșire) nu este o reproducere a celei de intrare, amplificatoarele în clasa C cu sarcină rezistivă nu pot fi utilizate în aplicații liniare. Este necesară folosirea unui amplificator în clasa C împreună cu un circuit rezonant paralel (oscilant), ca în fig. 7-34(a). Frecvența de rezonanță a circuitului oscilant se determină din formula $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. Impulsul de curent ce apare în colector în fiecare perioadă a semnalului de intrare amorsează și întreține oscilațiile circuitului rezonant, așa încât la ieșire rezultă o tensiune sinusoidală, ca în fig. 7-34(b).

Condensatorul se încarcă din impulsurile de curent până la aproximativ $+V_{CC}$, cum se observă în fig. 7-35(a). După terminarea impulsului, condensatorul se descarcă rapid, transmițând bobinei energia. Când condensatorul își încetează descărcarea, câmpul magnetic al bobinei cade brusc și C începe să se încarce iarăși rapid, până aproape de V_{CC}, de data aceasta cu polaritatea inversată. Intervalul de timp de până aici constituie o semiperioadă de oscilație, cum ilustrează fig. 7-35(b) și (c). În continuare, condensatorul se descarcă din nou, ducând la creșterea câmpului magnetic al bobinei. La rândul ei,

bobina reîncarcă rapid condensatorul până la o valoare de vârf puțin mai mică decât precedenta, din cauza pierderilor de energie în rezistența înfășurării. În acest mod se încheie o perioadă, cum se observă în fig. 7-35(d) și (e). Tensiunea de ieșire vârf la vârf este deci aproximativ egală cu $2V_{CC}$.

În succesiunea perioadelor de oscilație, amplitudinea atinsă în fiecare perioadă va fi puțin mai mică decât cea din perioada precedentă din cauza pierderilor de energie în rezistența circuitului oscilant, ca în fig. 7-36(a), oscilațiile urmând să dispară la un moment dat. Însă impulsurile următoare din curentul de colector alimentează cu energie circuitul oscilant, întreținând o amplitudine de oscilație constantă.

Când circuitul oscilant este acordat pe frecvența semnalului de intrare (fundamentală), aportul de energie se realizează în fiecare perioadă a tensiunii de oscilație, V_r, ca în fig. 7-36(b). Când circuitul oscilant este acordat pe armonica a doua a semnalului de intrare, aportul de energie are loc o dată la două perioade, ca în fig. 7-36(c). În acest caz, amplificatorul în clasa C funcționează ca multiplicator de frecvență (x2). Prin acordarea circuitului rezonant pe armonice de ordin superior se realizează multiplicarea cu factori mai mari.



(a) Schema de principiu

(b) Formele de undă de la ieșire

FIGURA 7-34

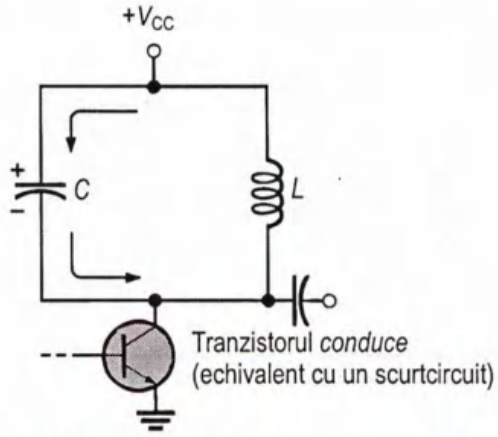
Amplificator acordat în clasa C.

Puterea maximă de ieșire

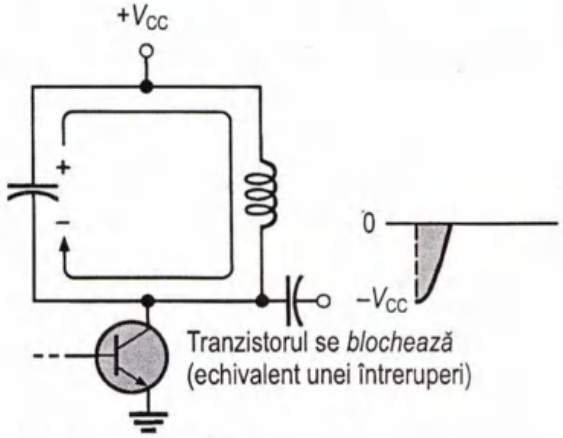
Având în vedere că tensiunea obținută în circuitul oscilant are valoarea vârf la vârf de aproximativ $2V_{CC}$, puterea maximă de ieșire poate fi exprimată astfel:

$$P_{out} = \frac{V^2_{ef}}{R_c} = \frac{(0,707V_{CC})^2}{R_c}$$

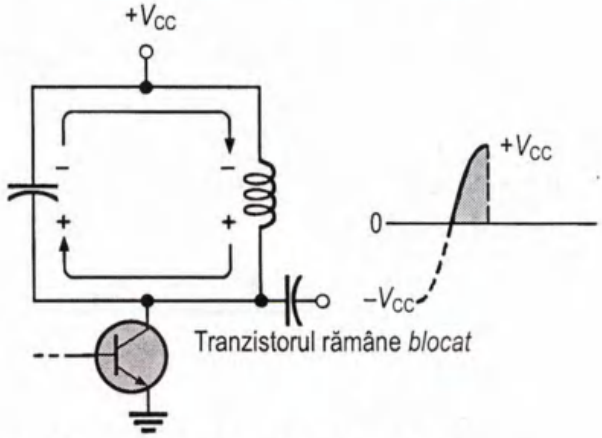
$$P_{out} = \frac{0,5V^2_{CC}}{R_c} \qquad (7\text{-}14)$$



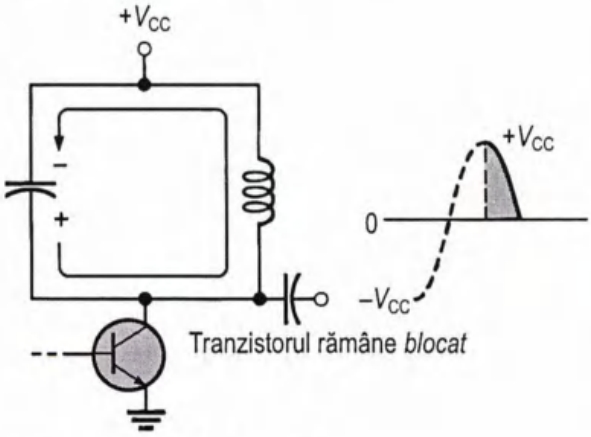
(a) Când tranzistorul conduce, C se încarcă până la +V_{CC} pe valoarea de vârf a semnalului de intrare.



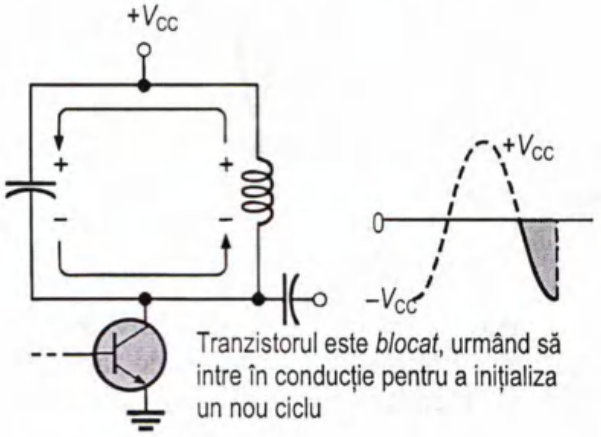
(b) C se descarcă până la 0 V.



(c) C se reîncarcă din L cu polaritate opusă.



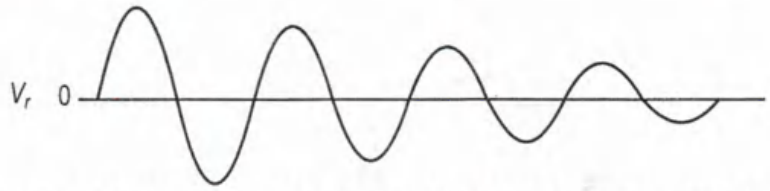
(d) C se descarcă până la 0 V.



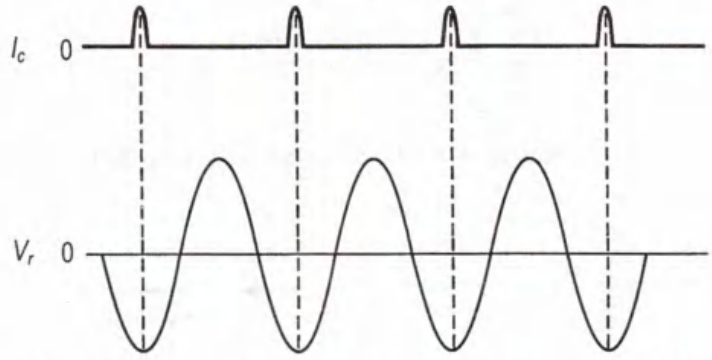
(e) C se reîncarcă din L.

FIGURA 7-35

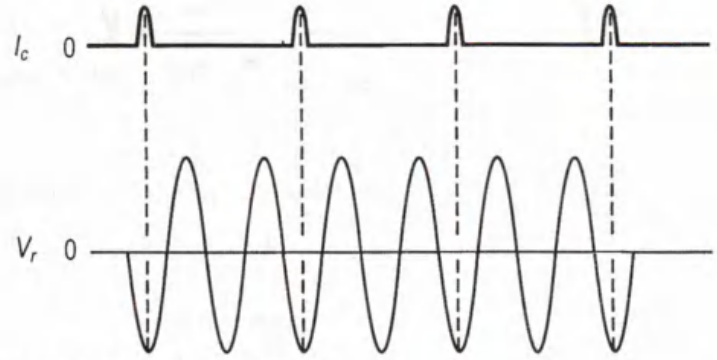
Funcționarea circuitului rezonant.



(a) Oscilațiile se amortizează (scad) progresiv din cauza pierderilor de energie. Viteza de amortizare depinde de randamentul circuitului oscilant.



(b) Oscilațiile pe frecvența fundamentală pot fi întreținute de către impulsurile înguste ale curentului de colector.



(c) Oscilație pe armonica a doua a frecvenței.

FIGURA 7-36

Oscilațiile din circuitul rezonant. V_r este tensiunea la bornele circuitului.

R_c este rezistența paralel echivalentă a circuitului oscilant din colector, înglobând rezistența bobinei și rezistența de sarcină, conectate în paralel. Are, de obicei, o valoare mică. Puterea totală cu care trebuie alimentat amplificatorul este:

$$P_T = P_{out} + P_{D(med)}$$

Prin urmare, randamentul este:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{D(med)}} \tag{7-15}$$

Dacă $P_{out} >> P_{D(med)}$, randamentul în clasa C se apropie foarte mult de 1 (100%).

EXEMPLUL 7-11

Amplificatorul în clasa C din exemplul 7-10 are V_{CC} de 24 V, iar R_c este de 100 Ω. Calculați randamentul.

Rezolvare

Din exemplul 7-10 știm că $P_{D(med)} = 4$ mW.

$$P_{out} = \frac{0{,}5V_{CC}^2}{R_c} = \frac{0{,}5(24\,\text{V})^2}{100\,\Omega} = 2{,}88\,\text{W}$$

Deci:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{D(med)}} = \frac{2{,}88\,\text{W}}{2{,}88\,\text{W} + 4\,\text{mW}} = 0{,}999$$

sau:

$$\eta \times 100\% = 99{,}9\%$$

Exercițiu complementar Cum se modifică randamentul amplificatorului dacă R_c crește?

Polarizarea cu circuit de axare a amplificatoarelor în clasa C

Figura 7-37 prezintă un amplificator în clasa C având în bază un circuit de axare. Joncțiunea bază-emitor joacă rolul unei diode. Când semnalul de intrare crește peste zero, condensatorul C_1 se încarcă până la valoarea de vârf, cu polaritatea indicată în fig. 7-38(a). Ca urmare, tensiunea medie din bază ajunge, cu aproximație, la valoarea $-V_p$. În aceste condiții, tranzistorul rămâne blocat, cu excepția scurtelor intervale de timp când tensiunea de intrare ia valoarea de vârf, determinând intrarea tranzistorului în conducție. Pentru stabilirea unei tensiuni de polarizare adecvate, constanta de timp a circuitului de axare, R_1C_1, trebuie să fie mult mai mare decât perioada semnalului de intrare. În fig. 7-38(b) ... (f) este ilustrată detaliat funcționarea circuitului de axare pentru polarizare. În intervalul de timp până la atingerea vârfului pozitiv al semnalului de intrare (între t_0 și t_1), condensatorul se încarcă, prin dioda bază-emitor, până la $V_p - 0{,}7$ V, cum arată fig. (b). Între t_1 și t_2, din fig. (c), condensatorul se descarcă foarte puțin, din cauza constantei mari de timp, RC. Deci condensatorul rămâne încărcat la puțin sub $V_p - 0{,}7$ V.

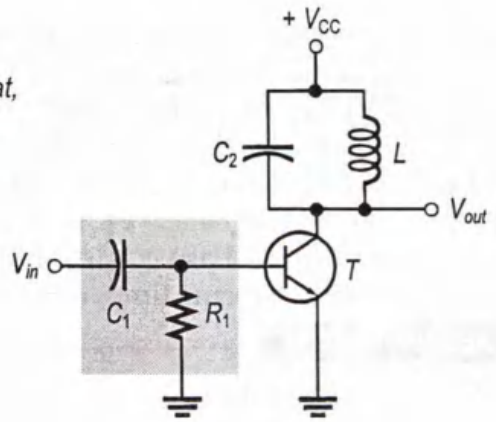


FIGURA 7-37

Amplificator în clasa C, acordat, polarizat cu circuit de axare.

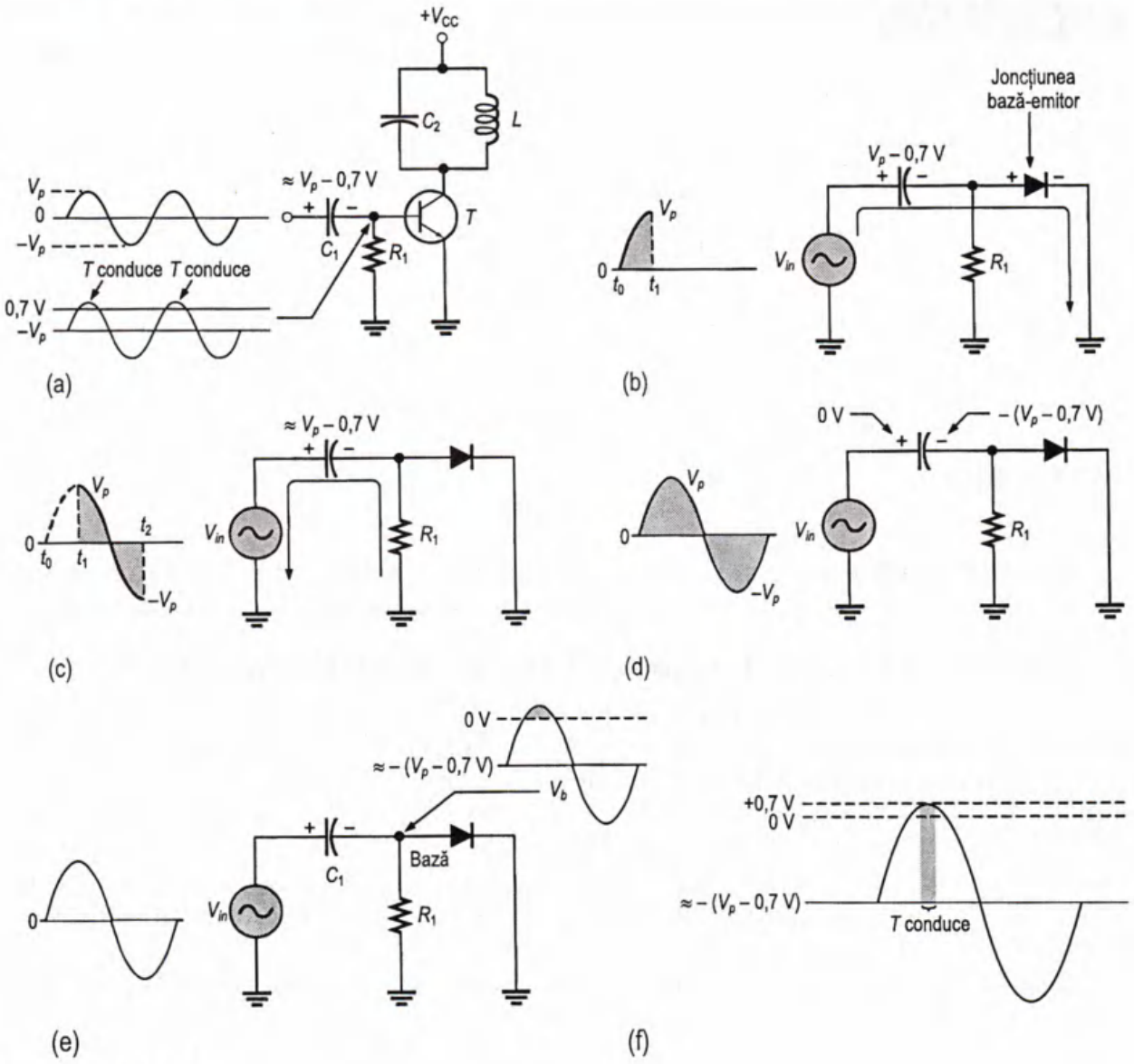


FIGURA 7-38

Funcționarea circuitului de axare pentru polarizare.

Întrucât valoarea componentei continue a semnalului de intrare este zero (pe armătura pozitivă a lui C_1), tensiunea continuă din bază (pe armătura negativă a lui C_1) este puțin mai pozitivă decât $-(V_p - 0{,}7\ V)$, cum arată fig. 7-38(d). În fig. 7-38(e) se vede cum condensatorul transmite semnalul alternativ de intrare către bază, așa încât tensiunea din baza tranzistorului este formată din semnalul alternativ de intrare axat pe o componentă continuă puțin mai pozitivă decât $-(V_p - 0{,}7\ V)$. În vecinătatea valorilor de vârf pozitive ale tensiunii de intrare, tensiunea din bază crește puțin peste 0,7 V, determinând intrarea în conducție a tranzistorului pentru scurt timp, ca în fig. 7-38(f).

SECȚIUNEA 7-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În ce punct se polarizează, în mod normal, amplificatoarele în clasa C?
2. Ce rol are circuitul acordat dintr-un amplificator în clasa C?
3. Un amplificator în clasa C disipă o putere de 100 mW la o putere de ieșire de 1 W. Care este randamentul lui?

7-4 DEPANARE

În această secțiune vom prezenta un exemplu de depistare a unei componente defecte dintr-un circuit. Circuitul este un amplificator în clasa A, a cărui tensiune de ieșire este vizualizată pe un osciloscop. Vom examina câteva forme de undă incorecte, obținute la ieșire, și vom trece în revistă defectele cele mai probabile.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să depanați amplificatoare de putere

- ▶ Să depistați diverse defecte ale amplificatoarelor în clasa A

După cum arată fig. 7-39, un amplificator de putere în clasa A trebuie să aibă la ieșire o formă de undă sinusoidală dacă la intrarea lui se aplică un semnal sinusoidal. Să trecem acum în revistă câteva forme de undă de ieșire incorecte și cauzele lor cele mai probabile. Ecranul de osciloscop din fig. 7-40(a) afișează un nivel al componentei continue egal cu tensiunea sursei de alimentare cu c.c., indicând că tranzistorul este blocat. Există două cauze probabile pentru apariția unei asemenea tensiuni: (1) una dintre joncțiunile *pn* ale tranzistorului este întreruptă; (2) R_4 este întrerupt, provocând dispariția curenților de colector și de emitor.

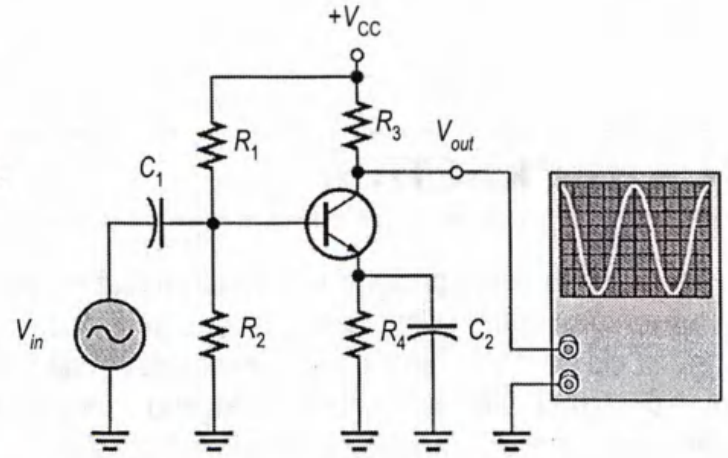


FIGURA 7-39

Amplificator în clasa A cu tensiunea de ieșire corectă.

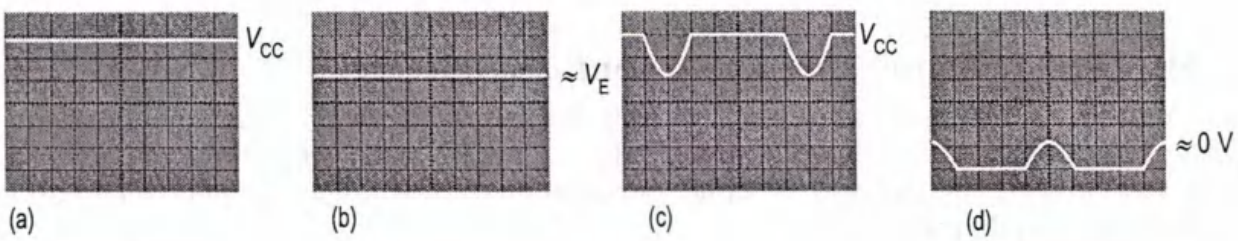


FIGURA 7-40

Câteva variante incorecte ale tensiunii de ieșire a amplificatorului din fig. 7-39, vizualizate pe osciloscop.

În fig. 7-40(b), nivelul componentei continue din colector este aproximativ egal cu tensiunea continuă din emitor. Cele două cauze probabile ale acestui defect sunt: (1) între

colectorul și emitorul tranzistorului există un scurtcircuit; (2) R_2 este întrerupt, polarizând tranzistorul pentru funcționare în saturație. În al doilea caz, tranzistorul ar putea ieși din saturație pentru vârfurile negative ale unui semnal de intrare suficient de mare, la ieșire rezultând impulsuri înguste.

În fig. 7-40(c), forma de undă de ieșire, de pe ecranul osciloscopului arată că tranzistorul este blocat, cu excepția unui scurt interval din perioada semnalului de intrare. Cauzele posibile sunt: (1) PSF a alunecat spre extremitatea inferioară a dreptei de sarcină din cauza ieșirii bruște din limitele de toleranță a unuia dintre rezistoare; (2) R_1 s-a întrerupt și tranzistorul este blocat din cauza polarizării. Oscilograma arată că semnalul de intrare este suficient de puternic pentru a debloca tranzistorul pentru scurte intervale de timp.

Forma de undă de ieșire din fig. 7-40 (d) arată că tranzistorul este saturat, cu excepția unui scurt interval din perioada semnalului de intrare. Și în acest caz este posibil ca schimbarea bruscă a valorii unui rezistor să fi produs deplasarea PSF către regiunea de saturație sau ca R_2 să se fi întrerupt, polarizând tranzistorul pentru funcționare în saturație, iar semnalul de intrare poate compensa tensiunea de polarizare doar pentru o mică parte din perioadă.

SECȚIUNEA 7-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce defect credeți că veți găsi când constatați că ambele vârfuri ale formei de undă de la ieșire sunt limitate?
2. Care este defectul cel mai probabil al amplificatorului din fig. 7-39, dacă se constată o scădere drastică a câștigului?

7-5 APLICAȚIE PRACTICĂ

În cadrul aplicației practice din capitolul 6 vi s-a încredințat responsabilitatea realizării unui sistem de amplificare audio pentru spații largi și ați finalizat circuitul preamplificatorului audio. În faza curentă a proiectului veți finaliza și circuitul amplificatorului de putere, iar apoi veți asambla întregul sistem, adăugând sursa de alimentare. Va fi nevoie să aplicați cunoștințele acumulate din capitolul de față.

Sistemul de amplificare audio pentru spații largi

Amintiți-vă din capitolul anterior că sistemul cuprinde un microfon magnetic, un preamplificator cu două etaje, un amplificator de putere și un megafon, ca în schema bloc din fig. 7-41. Obiectivul principal din momentul acesta este cartela cu circuitul amplificatorului de putere.

Principiul de funcționare Schema amplificatorului de putere în contratimp este prezentată în fig. 7-42. Circuitul este un amplificator în clasa AB, realizat cu tranzistoare de putere în conexiune Darlington. În circuit sunt adăugate alte două configurații Darlington cu tranzistoare de același tip, ale căror joncțiuni bază-emitor sunt incluse în circuitul de polarizare în scopul compensării termice a caracteristicilor.

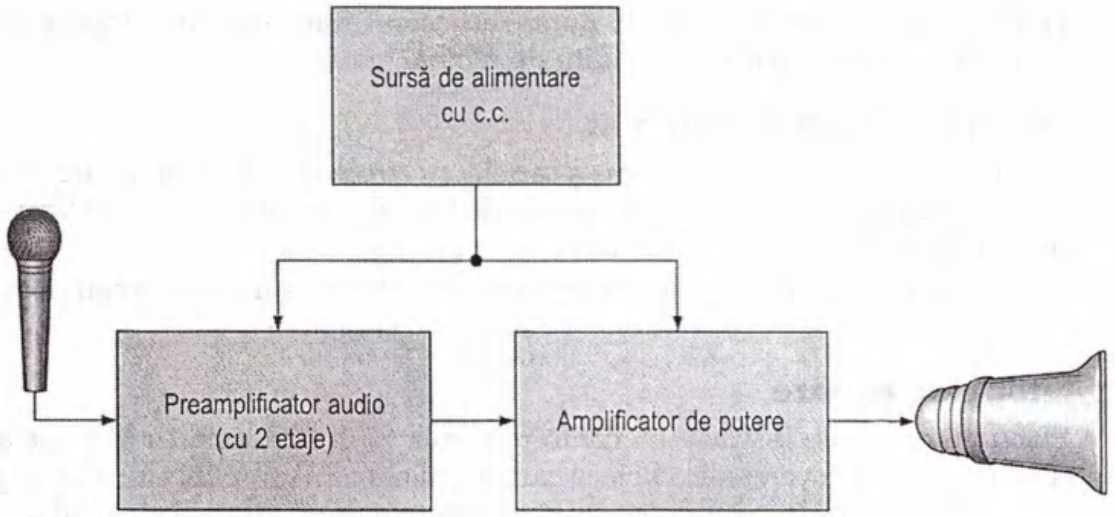


FIGURA 7-41

Schema bloc de principiu a sistemului de amplificare audio.

În locul aplicării semnalului de la preamplificator în baza fiecărui tranzistor, utilizându-se două condensatoare de cuplaj, s-a preferat cuplarea capacitivă a ieșirii preamplificatorului cu mijlocul laturii ce conține diodele de polarizare. Întrucât diodele sunt polarizate direct, tensiunea semnalului se regăsește fără deosebire în bazele tranzistoarelor T_1 și T_3. Se folosesc tranzistoare în conexiune Darlington deoarece au beta mare și pot realiza o bună adaptare de impedanță cu preamplificatorul, evitându-se astfel scăderea câștigului în tensiune.

Fiecare dublet Darlington este introdus într-o singură capsulă, care are aspectul unei capsule cu un singur tranzistor. Aceste capsule se montează pe radiator pentru a se preveni încălzirea excesivă și reducerea valorii maxime a puterii disipate. Radiatoarele au diverse forme. În cazul de față, ele au forma unor suporturi metalice, cu aripioare de convecție, fixate pe cartela cu circuitul imprimat. Montarea tranzistoarelor se face astfel încât colectoarele lor sunt în contact termic cu radiatorul, însă din punct de vedere electric sunt izolate de acesta prin intermediul unor garnituri de mică.

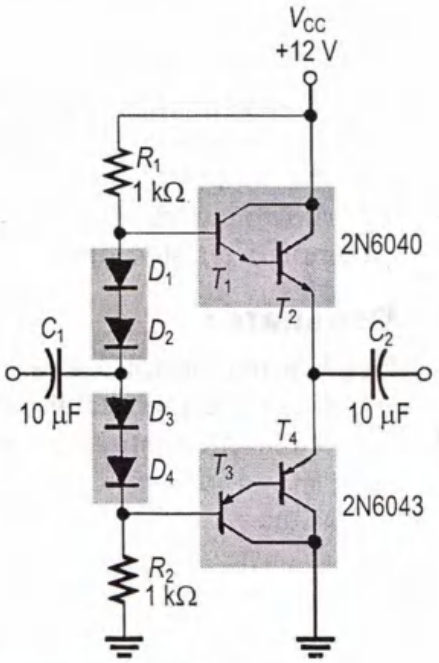


FIGURA 7-42

Schema circuitului amplificatorului de putere.

Analiza circuitului amplificatorului de putere

Utilizați fragmentul de foaie de catalog din fig. 7-43.

- Calculați rezistența minimă de intrare a amplificatorului în contratimp.
- Calculați valoarea maximă a câștigului în tensiune total al ansamblului preamplificator + amplificator, atunci când sunt conectate împreună.

- Verificați ca nu cumva limita de putere a fiecărui tranzistor din amplificatorul în contratimp să fie depășită în condiții de semnal maxim.

Cartela cu circuitul imprimat

- Verificați conformitatea cu schema a cartelei cu circuitul imprimat din fig. 7-44. Una dintre conexiuni este realizată pe spatele cartelei, între cele două orificii libere. În ele se introduc capetele unui conductor.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări, la frecvența de 5 kHz, a cartelei cu circuitul amplificatorului de putere, folosind punctele de măsură (cerculețele numerotate) indicate, la bancul de testare prezentat în fig. 7-45. Un generator de funcții constituie sursa de semnal.
- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate. Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.
- Combinați metoda de testare a amplificatorului de putere cu metoda elaborată, în cadrul capitolului 6, pentru testarea preamplificatorului și cu cea aferentă cartelei cu circuitul sursei de alimentare, rezultatul fiind o metodă de testare a întregului sistem. Aspectul fizic al sistemului este prezentat în fig. 7-46.
- Verificați corectitudinea interconectării prin cabluri din fig. 7-46 și desenați schema completă a sistemului.

Depanarea

Două cartele prototip au avut probleme. Ținând seama de succesiunea măsurătorilor de la bancul de testare, stabiliți defectul cel mai probabil pentru fiecare cartelă din fig. 7-47. Cerculețele numerotate desemnează conexiunile cu punctele de măsură de pe cartelă.

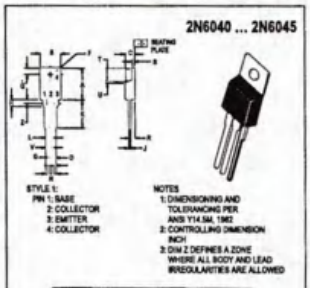
TRANZISTOARE COMPLEMENTARE CU SILICIU, DE PUTERE MEDIE, CU CAPSULĂ DE PLASTIC

destinate amplificatoarelor de uz general și aplicațiilor lente de comutație

- Câștigul maxim în c.c.
  h_{FE} = 2500 (tipic) la I_C = 4,0 Ac.c.
- Tensiunea de susținere colector-emitor la 100 mAc.c.
  $V_{CEO(sus)}$ = 60 Vc.c. (min.) – 2N6040, 2N6043
  = 80 Vc.c. (min.) – 2N6041, 2N6044
  = 100 Vc.c. (min.) – 2N6042, 2N6045
- Tensiunea minimă colector-emitor la saturație
  $V_{CE(sat)}$ = 2,0 Vc.c. (max.) la I_C = 4,0 Ac.c. – 2N6040, 41, 2N6043, 44
  = 2,0 Vc.c. (max.) la I_C = 3,0 Ac.c. – 2N6042, 2N6045
- Construcție monolitică, cu rezistoare încorporate de scurtcircuitare a joncțiunii bază-emitor

Darlington
8 amperi
Tranzistoare complementare
de putere cu siliciu
60-80-100 V
75 W

2N6040 ... 2N6045



DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	14,48	15,75	0,570	0,620
B	9,66	10,28	0,380	0,405
C	4,07	4,82	0,160	0,190
D	0,64	0,88	00,25	0,035
F	3,61	3,73	0,142	0,147
G	2,42	2,66	0,066	0,105
H	2,80	3,93	0,110	0,155
J	0,46	0,71	0,018	0,028
K	12,70	14,27	0,500	0,562
L	1,15	1,39	0,045	0,065
N	4,83	5,33	0,190	0,210
Q	2,54	3,04	0,100	0,120
R	2,04	2,79	0,080	0,110
S	1,18	1,39	0,046	0,065
T	5,97	6,47	0,235	0,255
U	0,00	1,27	0,000	0,060
V	1,15	–	0,046	–
Z	–	2,04	–	0,080

CAPSULĂ 221A-04 TO-220AB

VALORI LIMITĂ ABSOLUTE

Mărimea	Simbol	2N6040 2N6043 MJE6040 MJE6043	2N6041 2N6044 MJE6041 MJE6044	2N6042 2N6045 MJE6045	Unit.
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	60	80	100	Vc.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CB}	60	80	100	Vc.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EB}	5,0			Vc.c.
Curentul de colector – continuu	I_C	8,0			Ac.c.
de vârf		16			
Curentul de bază	I_B	120			mAc.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_C = 25°C	P_D	75			Watt
Corectare peste 25°C cu		0,60			W/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C	P_D	2,2			Watt
Corectare peste 25°C cu		0,0175			W/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare a joncțiunii	T_J, T_{stg}	–65 ...+150			°C

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_C = 25°C ÎN LIPSA ALTEI MENȚIUNI)

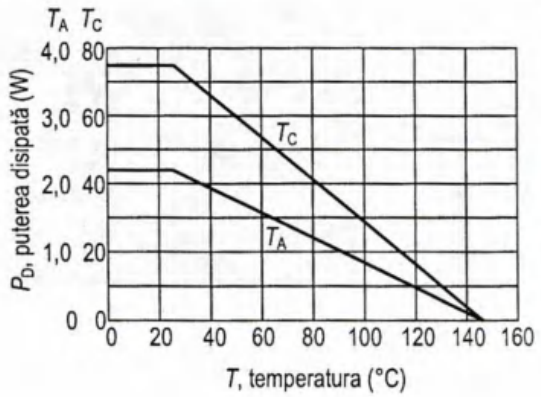
Mărimea	Simbol	Minim	Maxim	Unit
Câștigul în c.c.	h_{FE}			–
(I_C = 4,0 Ac.c., V_{CE} = 4,0 Vc.c.) 2N6040, 40, 2N6043, 44, MJE6043, 44		1000	20.000	
(I_C = 3,0 Ac.c., V_{CE} = 4,0 Vc.c.) 2N6042, 2N6045, MJE6045		1000	20.000	
(I_C = 8,0 Ac.c., V_{CE} = 4,0 Vc.c.) Toate tipurile		100	–	
Tensiunea de saturație colector-emitor	$V_{CE(sat)}$			Vc.c.
(I_C = 4,0 Ac.c., I_B = 16 mAc.c.) 2N6040, 40, 2N6043, 44, MJE6043, 44		–	2,0	
(I_C = 3,0 Ac.c., I_B = 12 mAc.c.) 2N6042, 2N6045, MJE6045		–	2,0	
(I_C = 8,0 Ac.c., I_B = 80 mAc.c.) Toate tipurile		–	4,0	
Tensiunea de saturație bază-emitor	$V_{CE(sat)}$			Vc.c.
(I_C = 8,0 Ac.c., I_B = 80 mAc.c.)		–	4,5	
Tensiunea bază-emitor în conducție	$V_{BE(sat)}$			Vc.c.
(I_C = 4,0 Ac.c., V_{CE} = 4,0 Vc.c.)		–	2,8	

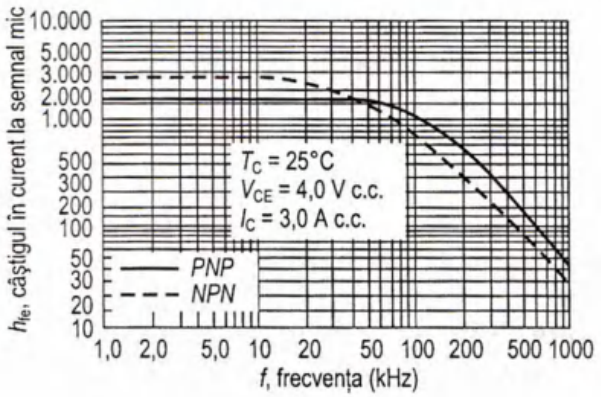
CARACTERISTICI DINAMICE

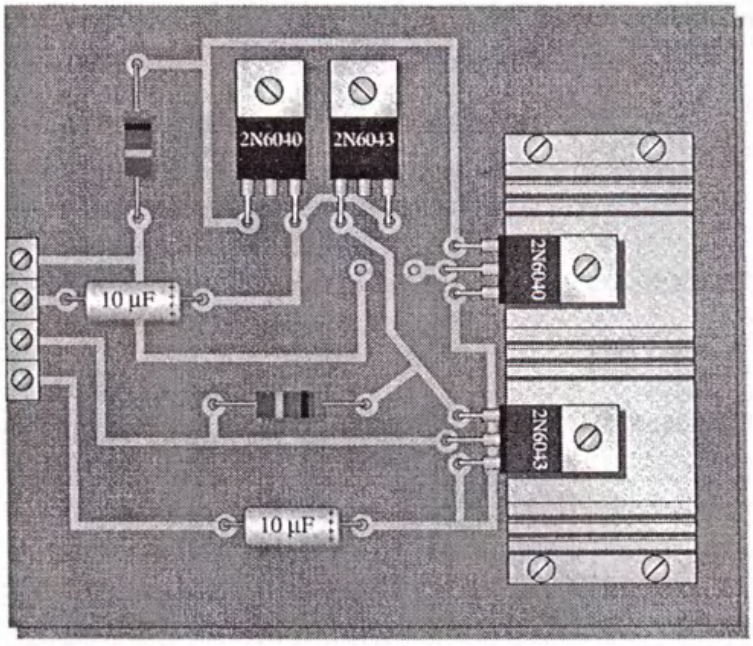
Mărimea	Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Câștigul în curent la semnal mic	$\|h_{fe}\|$			
(I_C = 3,0 Ac.c., V_{CE} = 4,0 Vc.c., f = 1,0 MHz)		4,0	–	
Capacitatea de ieșire	C_{ob}			pF
(V_{CB} = 10 Vc.c., I_E = 0, f = 1,0 MHz) 2N6040/2N6042, MJE6040		–	300	
2N6043/2N6045, MJE6043/MJE6045		–	200	
Câștigul în curent la semnal mic	h_{fe}			–
(I_C = 3,0 Ac.c., V_{CE} = 4,0 Vc.c., f = 1,0 kHz)		300	–	

FIGURA 7-43

Fragment de foaie de catalog pentru tranzistoarele complementare în conexiune Darlington 2N6040 (npn) și 2N6043 (pnp).







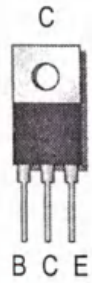


FIGURA 7-44

Cartela cu circuitul imprimat al amplificatorului de putere şi configuraţia pinilor tranzistoarelor.

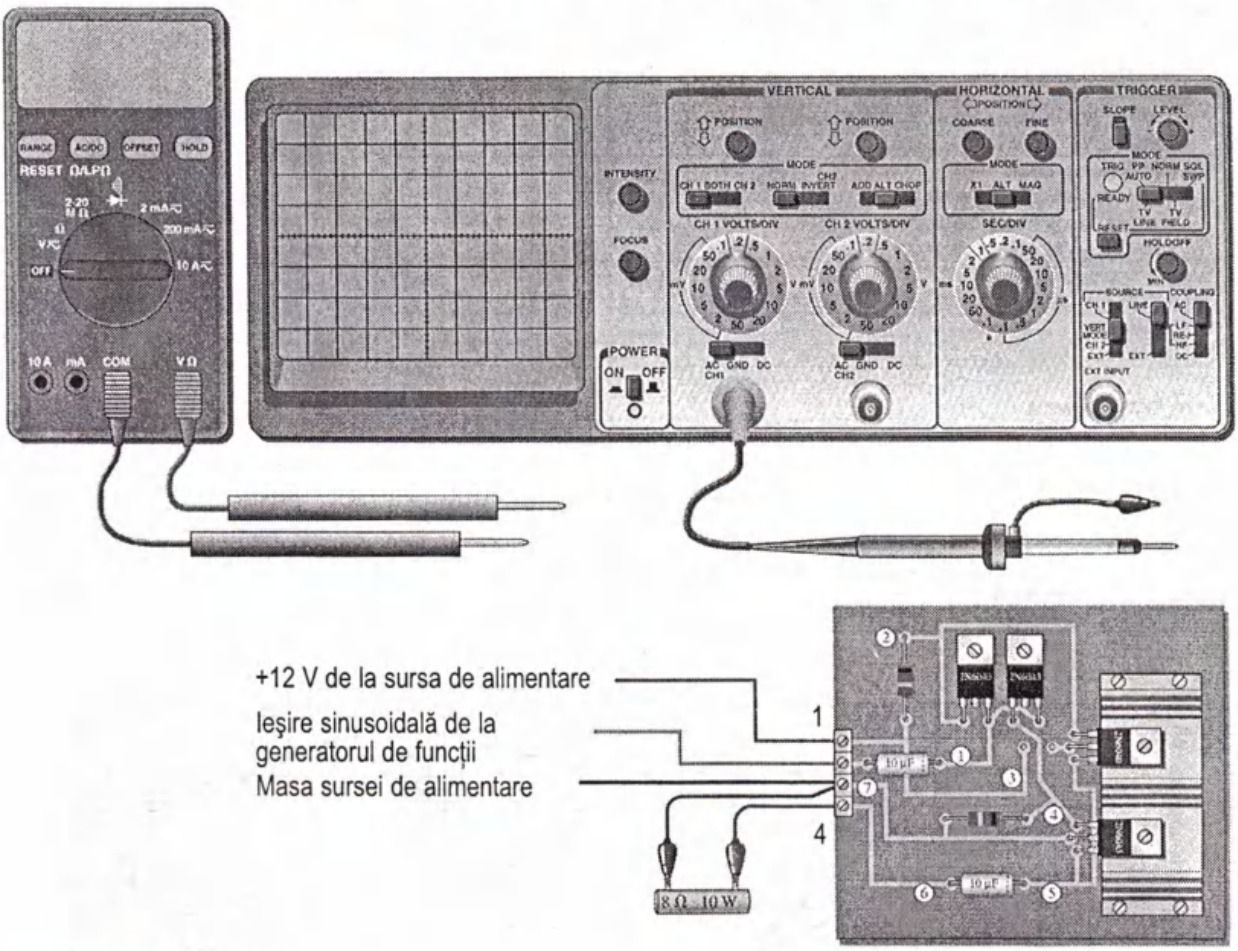
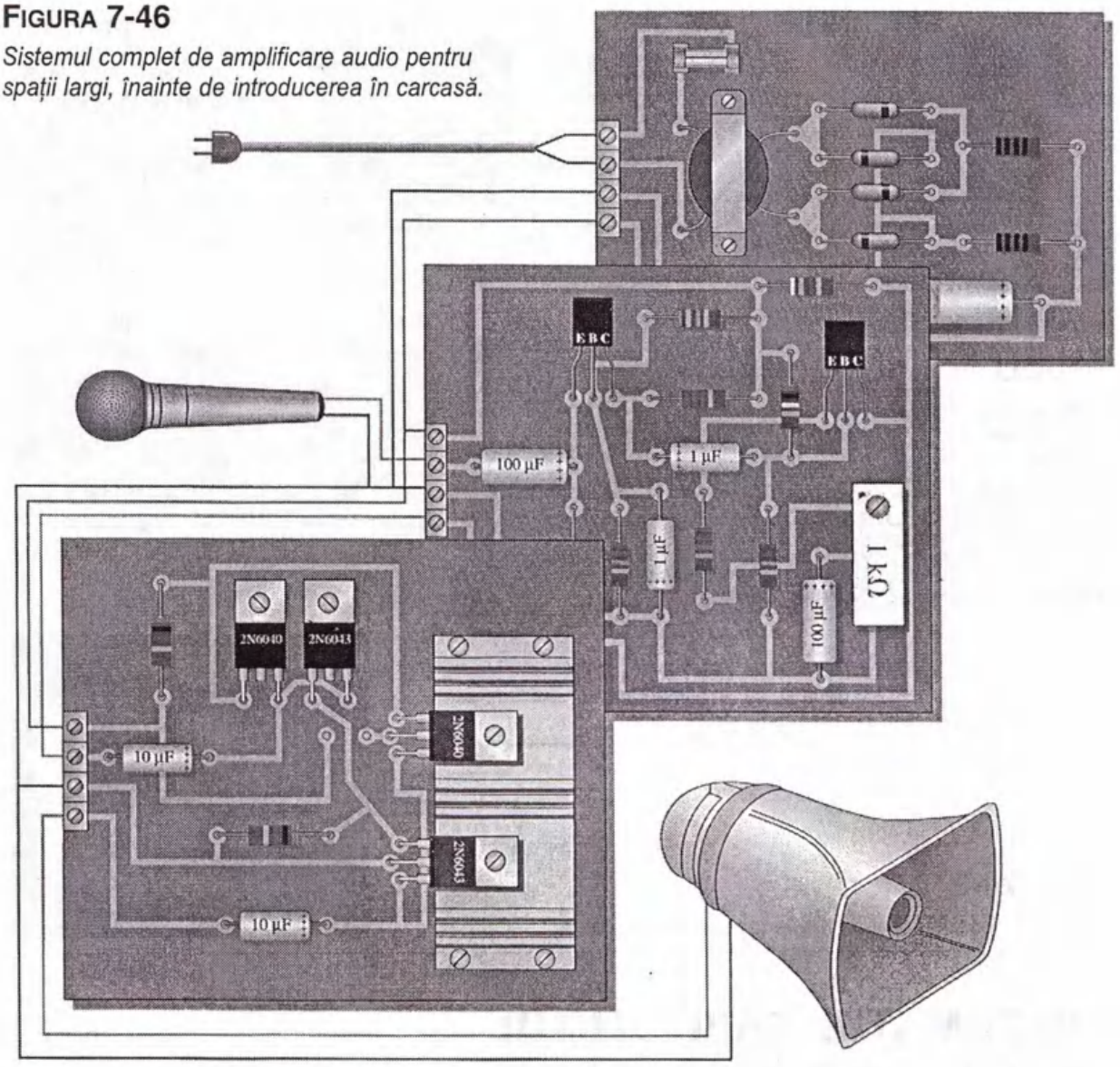


FIGURA 7-45

Bancul de testare pentru cartela amplificatorului de putere.

FIGURA 7-46

Sistemul complet de amplificare audio pentru spații largi, înainte de introducerea în carcasă.



Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul amplificatorului de putere, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele două cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema pentru fiecare cartelă cu circuitul defect.

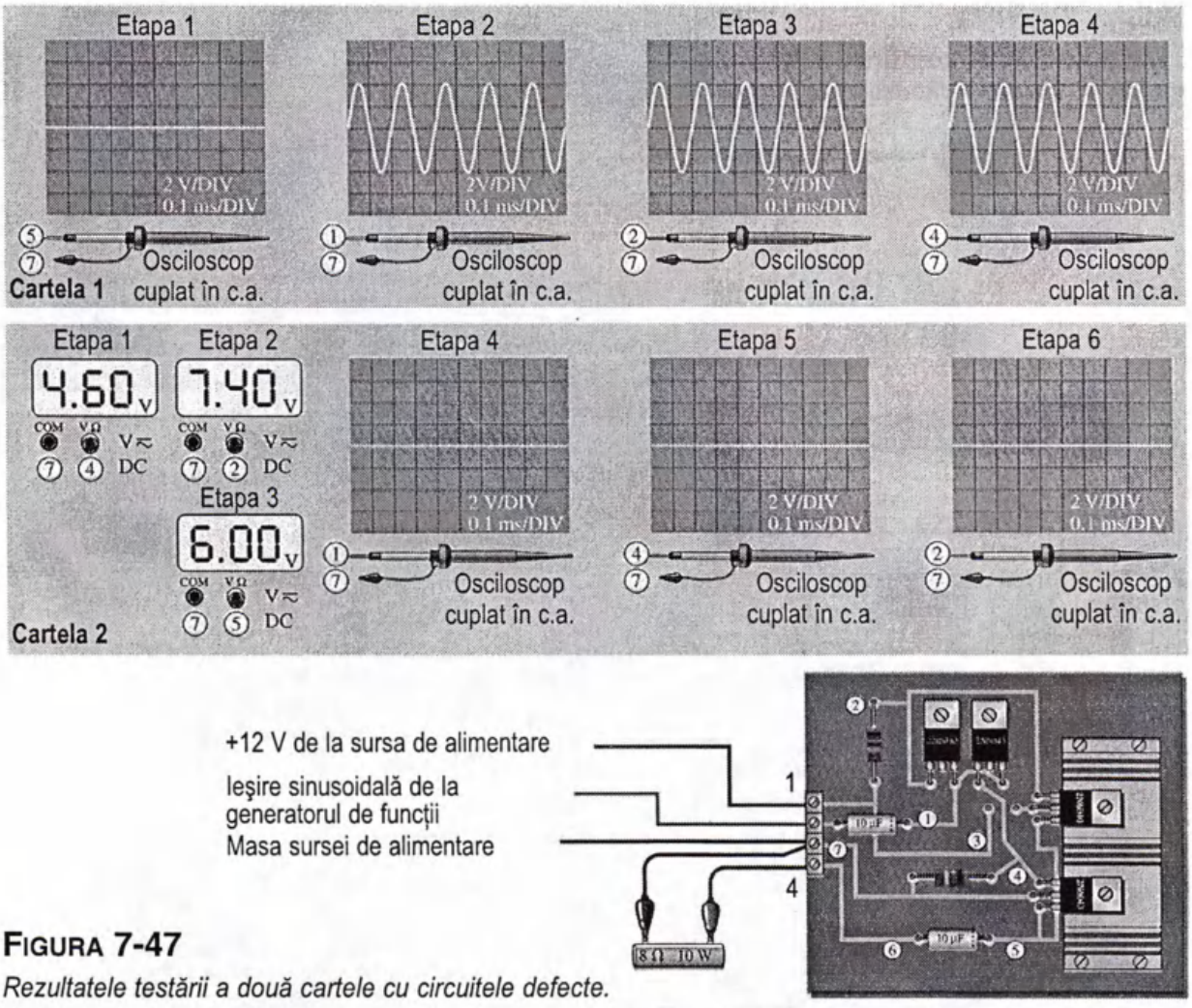


FIGURA 7-47

Rezultatele testării a două cartele cu circuitele defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Amplificatoarele în clasa A lucrează numai în regiunea liniară a graficului caracteristicilor tranzistorului. Tranzistorul conduce pe întregul interval, de 360°, al perioadei de intrare.

■ În clasa A, PSF trebuie centrat pe dreapta de sarcină pentru obţinerea excursiei maxime a semnalului de ieşire.

■ Randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa A este de 25%.

■ Amplificatoarele în clasa B lucrează în regiunea liniară jumătate din perioada semnalului de intrare (180°), iar în cealaltă jumătate se află în blocare.

■ Pentru funcţionare în clasa B, PSF se situează la limita de blocare.

■ La amplificatoarele în clasa B se alege, de regulă, configuraţia în contratimp pentru ca semnalul de ieşire să-l reproducă fidel pe cel de intrare.

■ Randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa B este de 79%.

■ Amplificatoarele în clasa AB sunt polarizate puţin deasupra limitei de blocare şi funcţionează în regiunea liniară pentru puţin mai mult de jumătate din perioada semnalului de intrare.

■ Clasa AB elimină distorsiunile de racordare caracteristice clasei B nemodificate.

■ Amplificatoarele în clasa C lucrează în regiunea liniară numai pe un scurt interval din perioada semnalului de intrare.

■ Amplificatoarele în clasa C se polarizează sub limita de blocare.

■ În mod normal, amplificatoarele în clasa C funcționează ca amplificatoare acordate pentru ca semnalul de ieșire să fie sinusoidal.

■ Randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa C este mai mare decât al amplificatoarelor în orice altă clasă. Puterea disipată fiind redusă și puterea de ieșire – mare, randamentul lor se apropie de 100%.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Contratimp (în) Amplificator în clasa B cu două tranzistoare, fiecare dintre ele fiind în stare de conducție câte o semiperioadă.

Distorsiuni de racordare Distorsiuni caracteristice semnalului de ieșire al amplificatoarelor în clasa B în contratimp la limita de trecere a tranzistoarelor din starea de blocare în cea de conducție.

Semnal mare Un semnal care se suprapune pe o porțiune semnificativă a dreptei de sarcină în c.a. a unui amplificator.

Tranzistoare complementare Două tranzistoare, unul *npn* și celălalt *pnp*, cu caracteristici similare.

■ FORMULE DE BAZĂ

Amplificatoare de semnal mare în clasa A

(7-1) $I_{c(sat)} = I_{C(PSF)} + \dfrac{V_{CE(PSF)}}{R_c}$ Curentul de saturație

(7-2) $V_{ce(blocare)} = V_{CE(PSF)} + I_{C(PSF)}R_c$ Tensiunea de blocare

(7-3) $V_{CE(PSF)} = I_{C(PSF)}R_c$ PSF centrat

(7-4) $A_v = \dfrac{R_c}{r'_e}$ Câștigul în tensiune

(7-5) $A_p = \beta_{C.C.}\left(\dfrac{R_c}{r'_e}\right)$ Câștigul în putere

(7-6) $P_{D(PSF)} = I_{C(PSF)}V_{CE(PSF)}$ Puterea în PSF

(7-7) $P_{out} = 0,5V_{CE(PSF)}I_{C(PSF)}$ Puterea de ieșire (cu PSF centrat)

(7-8) $\eta_{max} = 0,25$ Randamentul maxim

(7-9) $P_{S(max)} = \dfrac{0,5V^2_{CE(PSF)}}{R_S}$ Puterea maximă în sarcină

Amplificatoare în contratimp în clasele B și AB

(7-10) $I_{c(sat)} = \dfrac{V_{CE(PSF)}}{R_S}$ Curentul de saturație

(7-11) $P_{out} = 0,25 V_{CC} I_{c(sat)}$ Puterea de ieșire

(7-12) $\eta_{max} = 0,79$ Randamentul maxim

(7-13) $R_{in} = \beta_{c.a.} (r'_e + R_S)$ Rezistența de intrare

Amplificatoare în clasa C

(7-14) $P_{out} = \dfrac{0,5 V^2_{CC}}{R_c}$ Puterea de ieșire

(7-15) $\eta = \dfrac{P_{out}}{P_{out} + P_{D(med)}}$ Randamentul

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Dacă PSF al unui amplificator inversor în clasa A este situat mai aproape de punctul de saturație decât de cel de blocare și semnalul sinusoidal de intrare crește progresiv, limitarea semnalului de ieșire se va produce mai întâi la:
   (a) vârfurile pozitive (b) vârfurile negative (c) ambele vârfuri simultan
2. Valoarea de saturație a curentului alternativ de colector al unui amplificator cu rezistența de colector în c.a. de 3 kΩ și PSF la $I_{C(PSF)}$ = 2 mA și $V_{CE(PSF)}$ = 3V este:
   (a) 2 mA (b) 0 mA (c) 1 mA (d) 3 mA
3. Valoarea de blocare a tensiunii alternative colector-emitor pentru amplificatorul de la întrebarea 2 este:
   (a) 9 V (b) 3 V (c) 0 V (d) 6 V
4. Valoarea maximă, vârf la vârf, a tensiunii din colectorul amplificatorului de la întrebarea 2 este:
   (a) 3 V (b) 9 V (c) 6 V (d) 18 V
5. Dacă un amplificator în clasa A are r'_e = 18 Ω și R_c = 500 Ω, câștigul în tensiune la semnal mare este:
   (a) 500 (b) 27,8 (c) 43,9 (d) 180
6. Un amplificator în clasa A are câștigul în curent de 75 și câștigul în tensiune de 50. Câștigul în putere este de:
   (a) 75 (b) 125 (c) 3750 (d) 50
7. Un amplificator în clasa A este polarizat cu PSF centrat la $V_{CE(PSF)}$ = 5 V și $I_{C(PSF)}$ = = 10 mA. Puterea maximă la ieșire este de:
   (a) 25 mW (b) 50 mW (c) 10 mW (d) 37,5 mW
8. Tranzistoarele din amplificatoarele în clasa B sunt polarizate:
   (a) în blocare (b) în saturație
   (c) la mijlocul dreptei de sarcină (d) la limita de blocare

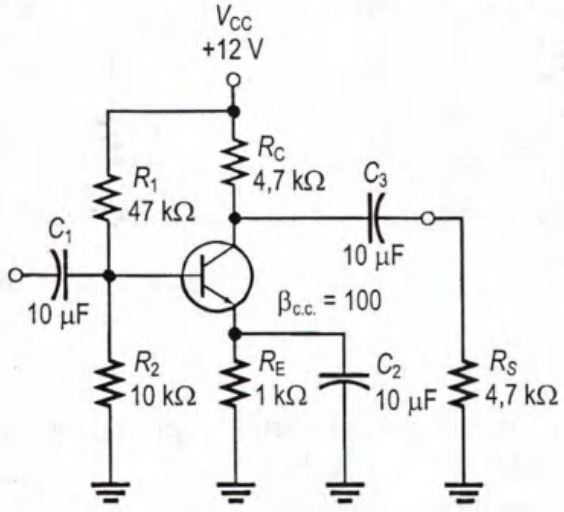
9. Tensiunea de PSF din emitoarele unui amplificator în contratimp în clasa B este de 10 V. Dacă R_e este de 50 Ω, valoarea $I_{c(sat)}$ este de:
   (a) 5 mA **(b)** 0,2 A **(c)** 2 mA **(d)** 20 mA
10. Puterea de ieșire a amplificatorului de la întrebarea 9, în condiții de semnal maxim, este de:
    (a) 0,5 W **(b)** 0,1 W **(c)** 1 W **(d)** 5 W
11. Puterea disipată de un amplificator în clasa C este, în mod normal:
    (a) foarte mică **(b)** foarte mare
    (c) aceeași ca pentru clasa B **(d)** aceeași ca pentru clasa A
12. Randamentul amplificatoarelor în clasa C este:
    (a) mai mic decât în clasa A **(b)** mai mic decât în clasa B
    (c) mai mic decât în clasa AB **(d)** mai mare decât în clasele A, B sau AB

■ PROBLEME ELEMENTARE

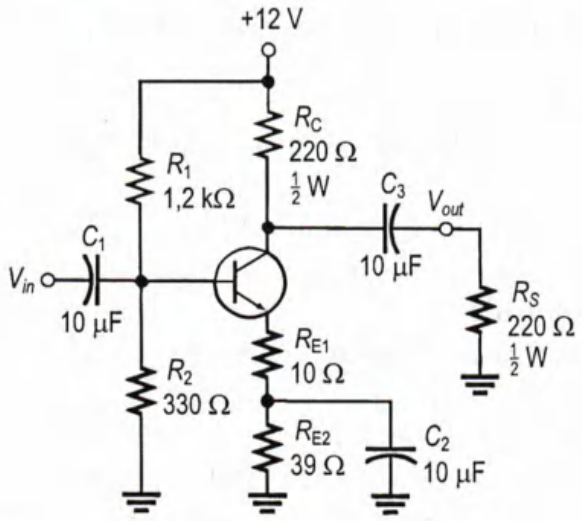
Secțiunea 7-1 Amplificatoare în clasa A

1. Calculați cu aproximație valorile $I_{C(sat)}$ și $V_{CE(blocare)}$ pentru circuitul din fig. 7-48. Se consideră $V_{CE(sat)} \cong 0$ V.
2. Desenați circuitul echivalent de c.a. al amplificatorului din fig. 7-48. Calculați valoarea de saturație a curentului de colector cu semnal de intrare.
3. Calculați valoarea de blocare a tensiunii colector-emitor pentru circuitul din fig. 7-48.

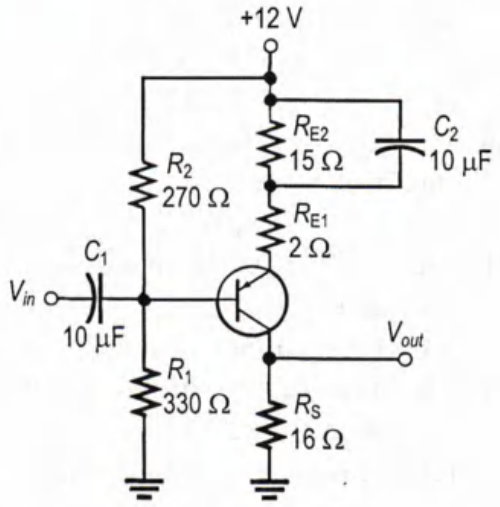
FIGURA 7-48



4. Presupunem că $\beta_{c.c.}$ al fiecărui tranzistor din fig. 7-49 se mărește cu 50% din cauza creșterii temperaturii. Cum se modifică tensiunea maximă de ieșire în fiecare circuit?
5. Care este valoarea maximă de vârf a curentului de colector în fiecare circuit din fig. 7-50? Dar valoarea maximă de vârf a tensiunii de ieșire?
6. Calculați câștigul în tensiune la semnal mare pentru fiecare circuit din fig. 7-50. Se neglijează r'_e.
7. Determinați valoarea eficace maximă a tensiunii de intrare ce poate fi aplicată fiecărui amplificator din fig. 7-50 fără ca vârfurile tensiunii de ieșire să fie limitate.

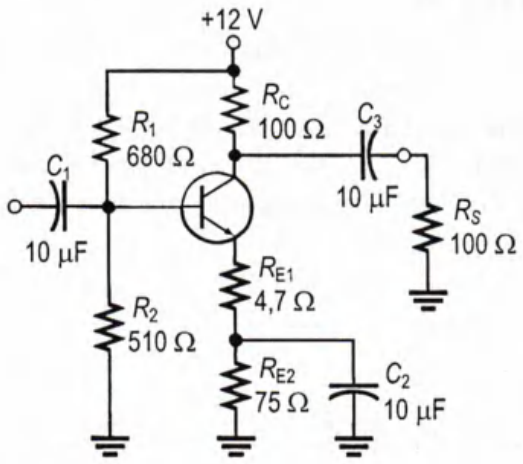


(a) $\beta_{a.c.} = \beta_{c.c.} = 100$

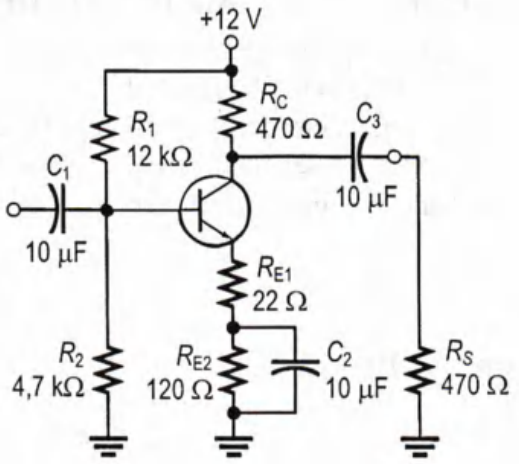


(b) $\beta_{a.c.} = \beta_{c.c.} = 75$

FIGURA 7-49



(a) $\beta_{a.c.} = \beta_{c.c.} = 125$

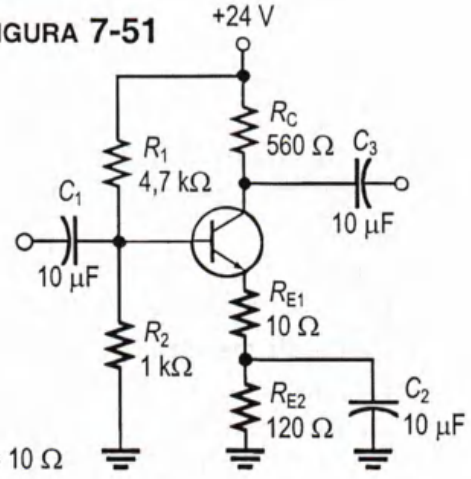


(b) $\beta_{a.c.} = \beta_{c.c.} = 120$

FIGURA 7-50

8. Determinați valoarea minimă a puterii necesare amplificatorului din fig. 7-51.
9. Calculați puterea maximă a semnalului de ieșire în sarcină și randamentul amplificatorului din fig. 7-51, cu un rezistor de sarcină de 500 Ω.

FIGURA 7-51



$\beta_{c.a.} = \beta_{c.c.} = 90$; $r'_e = 10\ \Omega$

Secțiunea 7-2 Amplificatoare în contratimp în clasele B și AB

10. Ce tensiune continuă credeți că va indica fiecare voltmetru de c.c. din fig. 7-52?

11. Calculați tensiunile continue din baza și emitorul tranzistoarelor T_1 și T_2, din fig. 7-53. Aflați și $V_{CE(PSF)}$ pentru fiecare tranzistor.

12. Calculați valoarea maximă de vârf a tensiunii de ieșire și curentul de vârf prin sarcină pentru circuitul din fig. 7-53.

13. Calculați puterea maximă a semnalului obținut cu amplificatorul în contratimp în clasa B din fig. 7-53. Aflați și puterea de intrare în c.c.

14. Randamentul unui amplificator în contratimp în clasa B este 0,71, iar puterea de intrare în c.c. este de 16,3 W. Care este puterea de ieșire în c.a.?

FIGURA 7-52

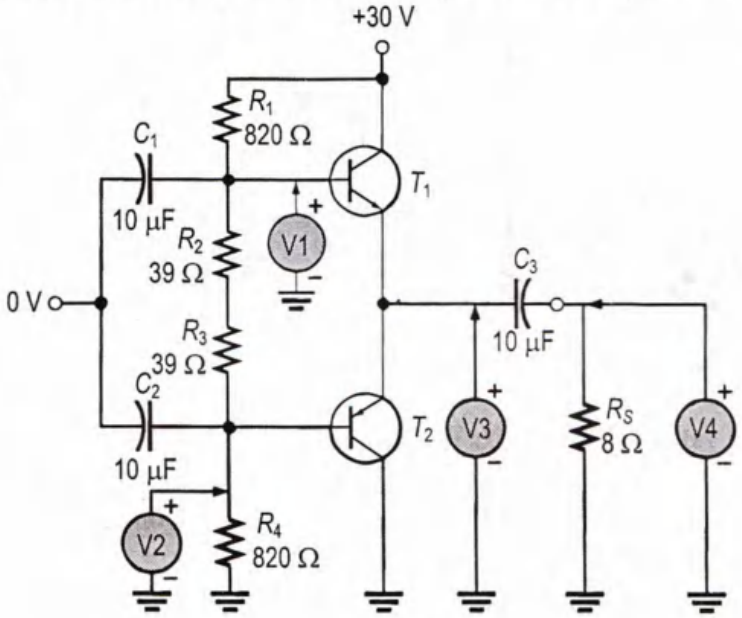
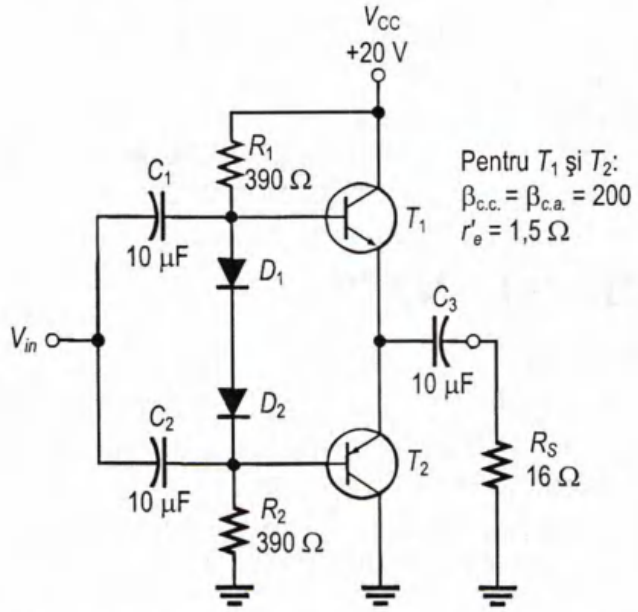


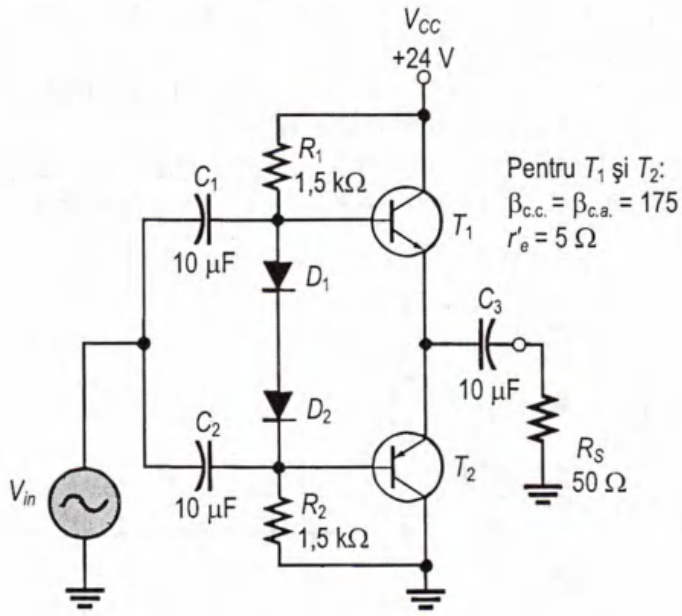
FIGURA 7-53



15. Un amplificator în contratimp în clasa B are R_e de 8 Ω și $V_{CE(PSF)}$ de 12 V. Calculați I_{CC}, $P_{c.c.}$ și P_{out}. Considerând că amplificatorul funcționează cu semnalul de ieșire maxim, ce valoare are V_{CC}?

16. Ce valoare eficace a tensiunii de intrare produce excursia maximă a tensiunii de ieșire în circuitul din fig. 7-54? Se consideră, pentru câștigul în tensiune al repetorului pe emitor, valoarea teoretică 1, iar valoarea maximă de vârf a tensiunii de ieșire se consideră egală cu $V_{CC}/2$.

FIGURA 7-54



Secțiunea 7-3 Amplificatoare în clasa C

17. Tranzistorul unui amplificator în clasa C conduce 10% din perioada semnalului de intrare. Dacă $V_{CE(sat)} = 0{,}18$ V și $I_{C(sat)} = 25$ mA, care este puterea medie disipată la semnalul de ieșire maxim?
18. Care este frecvența de rezonanță a unui circuit oscilant format din $L = 10$ mH și $C = 0{,}001$ μF?
19. Care este valoarea maximă, vârf la vârf, a tensiunii de ieșire a unui amplificator în clasa C acordat, având $V_{CC} = 12$ V?
20. Calculați randamentul amplificatorului în clasa C descris în problema 17 dacă $V_{CC} = 15$ V și rezistența paralel echivalentă a circuitului oscilant din colector este de 50 Ω.

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 7-4 Depanare

21. Care credeți că ar fi tensiunea pe R_S, din fig. 7-54, dacă se întrerupe C_1?
22. Un osciloscop conectat la bornele rezistorului R_S din fig. 7-54 afișează o tensiune de ieșire monoalternanță. Care poate fi cauza?
23. Identificați posibilele defecte, în cazul în care ele există, ale fiecărui circuit din fig. 7-55, ghidându-vă după valorile tensiunilor continue înscrise pe figură.

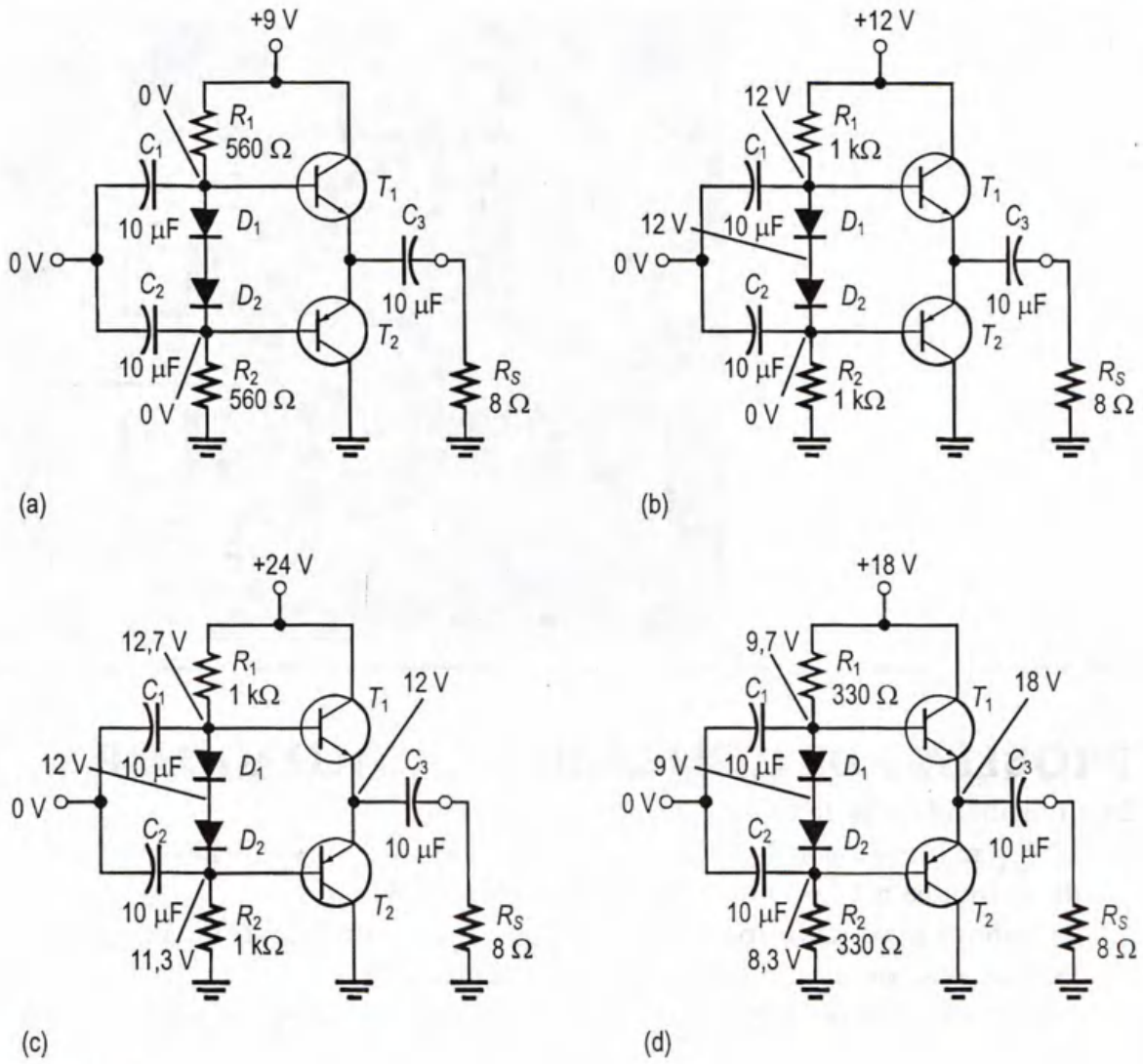


FIGURA 7-55

Secțiunea 7-5 Aplicație practică

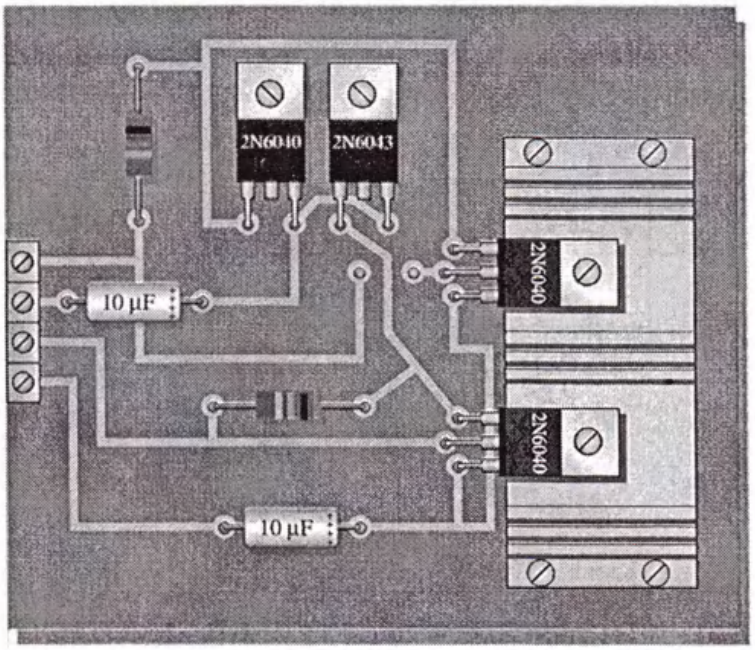
24. Să presupunem că sistemul de amplificare audio pentru spații largi, a cărui schemă bloc este dată în fig. 7-41, nu mai funcționează. Constatați că la ieșirea amplificatorului de putere sau a preamplificatorului nu există semnal, dar ați verificat că microfonul funcționează. Care sunt cele două module în care este cel mai probabil să se găsească defectul? Cum puteți restrânge aria de căutare la un singur modul?

25. Descrieți ce se va observa la ieșirea amplificatorului în contratimp din fig. 7-42 când la intrarea lui se aplică o tensiune sinusoidală de 3 V ef. și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului 2N6043 este întreruptă.

26. Descrieți ce se va observa la ieșirea circuitului din fig. 7-42 cu același semnal de intrare ca în problema 25, dacă este întreruptă joncțiunea bază-emitor a tranzistorului 2N6040.

27. Descrieți problemele depistate la cartela cu circuitul amplificatorului de putere din fig. 7-56 în urma inspectării vizuale.

FIGURA 7-56



■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

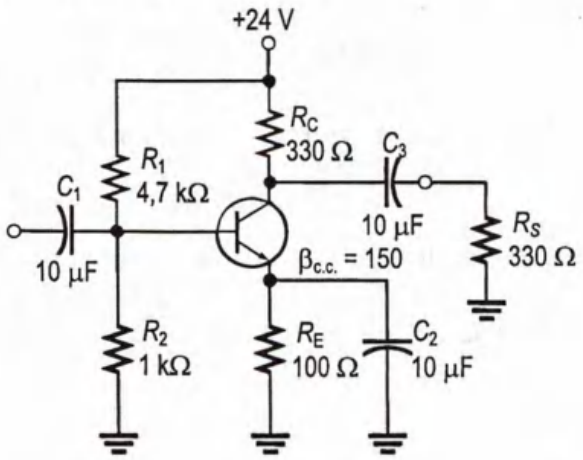
28. Consultând foaia de catalog din fig. 7-43, determinați:
    (a) $\beta_{c.c.}$ minim pentru 2N6040, precum și condițiile în care se realizează
    (b) tensiunea maximă colector-emitor pentru 2N6041
    (c) puterea maximă disipată de 2N6043 la o temperatură a capsulei de 25°C
    (d) curentul continuu maxim de colector pentru 2N6040
29. Determinați puterea maximă disipată de 2N6040 la o temperatură a capsulei de 65°C.
30. Determinați puterea maximă disipată de 2N6043 la o temperatură a mediului ambiant de 80°C.
31. Descrieți modificările suferite de câștigul în curent la semnal mic pe măsură ce frecvența crește.
32. Determinați, cu aproximație, h_{fe} pentru 2N6040 la frecvențele de 2 kHz și 100 kHz.

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

33. Explicați de ce valoarea de catalog a puterii disipate maxime pentru un tranzistor de putere la temperatura mediului ambiant de 25°C este mult mai mică decât valoarea puterii disipate maxime când temperatura capsulei este de 25°C.
34. Trasați dreptele de sarcină în c.c. și c.a. aferente amplificatorului din fig. 7-57.
35. Proiectați un amplificator de putere în clasa A, cu rezistența din emitor decuplată parțial, alimentat de la o sursă de c.c. de +15 V și având câștigul în tensiune de aproximativ 50. Curentul de colector în PSF trebuie să fie de aproximativ 500 mA, iar curentul continuu total absorbit de la sursă nu trebuie să depășească 750 mA. Puterea de ieșire trebuie să fie de minimum 1 W.

36. Sistemul de amplificare audio pentru spații largi, din fig. 7-46, trebuie să fie modificat astfel încât să devină portabil și independent de alimentarea de la rețeaua de energie pentru consum casnic. Stabiliți modificările necesare pentru ca sistemul să poată funcționa continuu timp de 8 ore.

FIGURA 7-57



■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 7-1

1. Dreptele de sarcină sunt diferite deoarece rezistența de sarcină are în c.a. o altă valoare decât în c.c.
2. Poziția optimă a PSF în clasa A este în centrul dreptei de sarcină.
3. Randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa A este de 25%.
4. Pentru obținerea randamentului maxim, PSF trebuie centrat.

Secțiunea 7-2

1. PSF în clasa B este la limita de blocare.
2. Potențialul de barieră al joncțiunii bază-emitor produce distorsiunile de racordare.
3. Randamentul maxim al amplificatoarelor în clasa B este de 79%.
4. Configurația în contratimp reproduce atât alternanța pozitivă, cât și pe cea negativă ale semnalului de intrare, cu randament mai mare.
5. Ambele tranzistoare sunt polarizate, în clasa AB, la puțin peste limita de blocare. În clasa B, ele sunt polarizate la limita de blocare.

Secțiunea 7-3

1. În clasa C, polarizarea se face în regiunea de blocare.
2. Rolul circuitului acordat este producerea unei tensiuni de ieșire sinusoidale.
3. $\eta = [1\ W/(1\ W + 0{,}1\ W)]\cdot 100 = 90{,}9\%$

Secțiunea 7-4

1. Tensiunea semnalului de intrare prea mare
2. Întreruperea condensatorului de decuplare, C_2

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

7-1 $V_{ce(sat)} = 0$ V; $I_{c(sat)} = 12{,}4$ mA; $V_{ce(blocare)} = 7{,}41$ V; $I_{c(blocare)} = 0$ A

7-2 Tensiunea de ieșire va fi limitată la 2,38 V.

7-3 Micșorați R_E la valoarea de 240 Ω.

7-4 $A_v = 50$

7-5 Deplasați PSF către mijlocul dreptei de sarcină mărind $I_{C(PSF)}$ și micșorând $V_{CE(PSF)}$.

7-6 37,9 mW

7-7 Tensiunile din bază și emitor rămân neschimbate.

7-8 7,5 V; 469 mA

7-9 $P_{out} = 1{,}76$ W; $P_{c.c.} = 2{,}24$ W

7-10 3 mW

7-11 Randamentul scade.

CAPITOLUL 8

Tranzistoarele cu efect de câmp și polarizarea lor

Conținutul capitolului

8-1 Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET)

8-2 Caracteristicile și parametrii unui JFET

8-3 Polarizarea dispozitivelor JFET

8-4 Tranzistorul cu efect de câmp de tip metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

8-5 Caracteristicile și parametrii unui MOSFET

8-6 Polarizarea dispozitivelor MOSFET

8-7 Depanare

8-8 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Explicarea modului de funcționare al JFET
- Definirea, explicarea și utilizarea principalilor parametri ai JFET
- Prezentarea și analizarea circuitelor pentru polarizarea JFET
- Explicarea modului de funcționare al MOSFET
- Definirea, explicarea și utilizarea principalilor parametri ai MOSFET
- Prezentarea și analizarea circuitelor pentru polarizarea MOSFET
- Depanarea circuitelor cu tranzistoare cu efect de câmp

Introducere

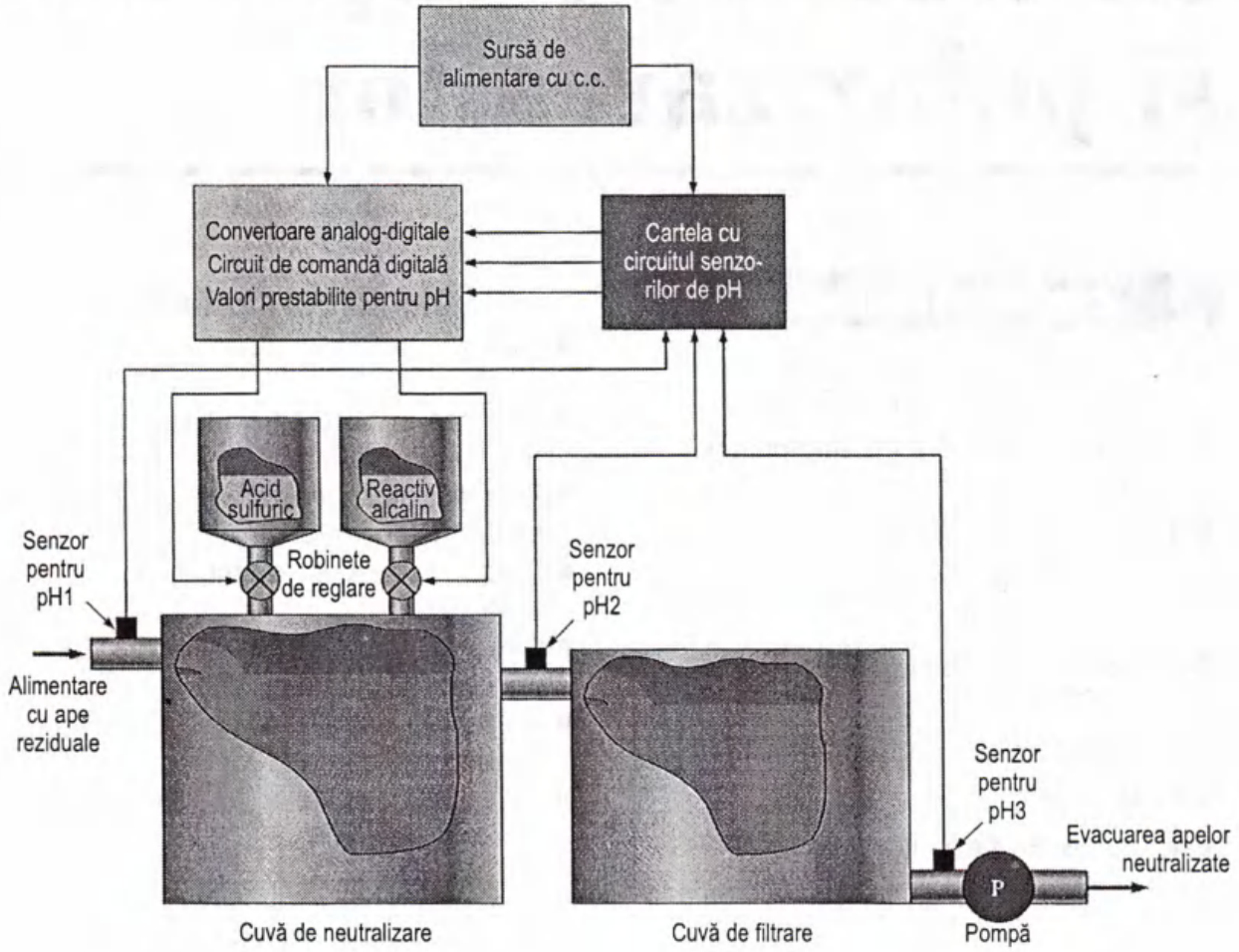
În capitolele precedente am studiat tranzistoarele bipolare cu joncțiuni. Acum vom prezenta cea de-a doua mare categorie de tranzistoare, **tranzistoarele cu efect de câmp (FET*)**. Acestea sunt dispozitive unipolare deoarece, spre deosebire de tranzistoarele bipolare, care utilizează în conducție atât curentul de electroni, cât și pe cel de goluri, FET-urile funcționează cu un singur tip de purtători de sarcină. Cele două tipuri principale sunt: tranzistorul cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET) și tranzistorul cu efect de câmp de tip metal-oxid-semiconductor (MOSFET).

* De la *f*ield *e*ffect *t*ransistor - tranzistor cu efect de câmp, cunoscut în limba română și cu prescurtarea TEC. (n.t.)

Amintiți-vă că tranzistorul bipolar cu joncțiuni este un dispozitiv comandat în curent, adică prin curentul de bază se comandă curentul de colector. La FET, lucrurile stau altfel. Acesta este un dispozitiv comandat în tensiune, curentul care îl străbate fiind comandat de tensiunea dintre două din terminalele sale (poarta și sursa). Veți vedea că una dintre principalele caracteristici ale FET este rezistența de intrare foarte mare.

Aplicația practică

Aplicația practică din secțiunea 8-8 are ca obiect un circuit electronic pentru comanda unei instalații de tratare a apelor reziduale. Ne vom concentra în mod deosebit asupra utilizării FET în circuitele senzorilor pentru măsurarea parametrilor chimici ai substanțelor.



8-1 TRANZISTORUL CU EFECT DE CÂMP CU POARTĂ-JONCȚIUNE (JFET)

Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET) este un tip de FET care funcționează cu joncțiunea polarizată invers, comandând curentul dintr-un canal. După structură, un JFET poate fi cu canal *p* sau cu canal *n*.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

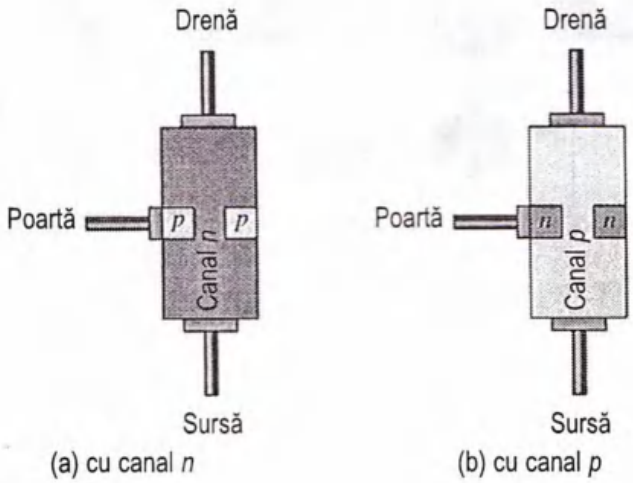
Să explicați funcționarea JFET

- Să recunoașteți cele trei terminale ale unui JFET
- Să explicați ce este canalul
- Să descrieți diferența constructivă dintre un JFET cu canal *n* și unul cu canal *p*
- Să arătați în ce mod tensiunea comandă curentul prin JFET
- Să recunoașteți simbolurile pentru JFET cu canal *n* și JFET cu canal *p*

Figura 8-1(a) prezintă structura fundamentală a unui **tranzistor cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET)** cu canal *n*. La fiecare capăt al canalului *n* este conectat câte un terminal din sârmă; la capătul superior se află **drena**, iar la cel inferior, **sursa**. În materialul de tip *n* se creează prin difuzie două regiuni de tip *p*, formându-se astfel canalul, iar ambele regiuni *p* se conectează la terminalul **poartă***. Pentru simplitatea reprezentării, terminalul de poartă apare conectat numai la una dintre cele două regiuni *p*. În fig. 8-1(b) vedeți un JFET cu canal *p*.

FIGURA 8-1

Reprezentarea structurii de bază a celor două tipuri de JFET.



Principiul de funcționare

Pentru a ilustra modul în care funcționează un JFET, în fig. 8-2 apar tensiunile de polarizare ce trebuie aplicate unui dispozitiv cu canal *n*. V_{DD} constituie tensiunea între drenă și sursă și furnizează curentul ce circulă dinspre drenă spre sursă. V_{GG} este, după cum observați, tensiunea de polarizare inversă dintre poartă și sursă.

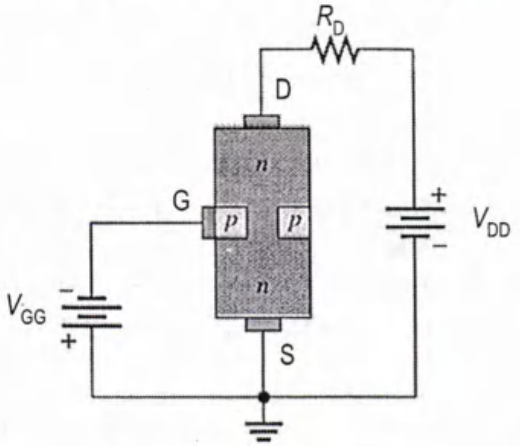
* În limba engleză, *gate* = poartă. De aici notarea cu indicele G a mărimilor aferente porții. (n.t.)

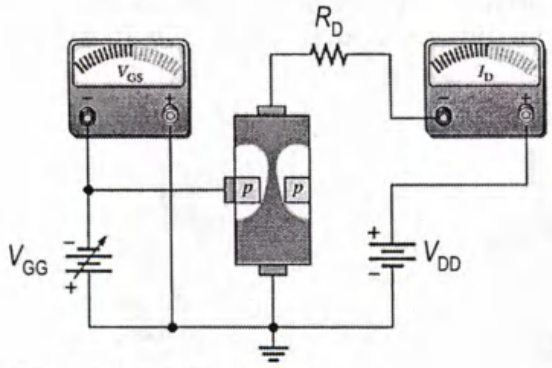
Un JFET funcționează numai cu joncțiunea pn poartă-sursă polarizată invers. Polarizarea inversă a joncțiunii poartă-sursă cu tensiune negativă pe poartă generează, în vecinătatea joncțiunii *pn*, o regiune golită care se extinde în interiorul canalului *n*, mărindu-i rezistența prin îngustarea lui.

Lățimea canalului și deci rezistența lui pot fi comandate variind tensiunea pe poartă, prin aceasta comandând intensitatea curentului de drenă, I_D. Fenomenul este ilustrat în fig. 8-3. Zonele albe reprezintă regiunea golită, creată prin polarizare inversă. Regiunea golită este mai extinsă către capătul dinspre drenă al canalului deoarece tensiunea de polarizare inversă dintre poartă și drenă este mai mare decât aceea dintre poartă și sursă. În secțiunea 8-2 vom prezenta graficul caracteristicii JFET și câțiva parametri importanți.

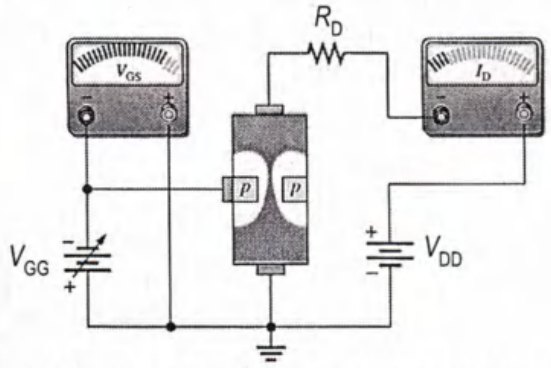
FIGURA 8-2

JFET cu canal n, polarizat.

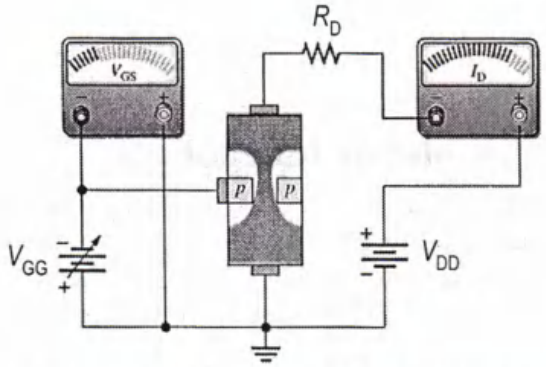




(a) JFET polarizat pentru conducție



(b) Creşterea valorii V_{GG} îngustează canalul, ducând la creşterea rezistenței acestuia şi la scăderea I_D.



(c) La micşorarea V_{GG}, canalul se extinde, rezistența lui scade şi I_D creşte.

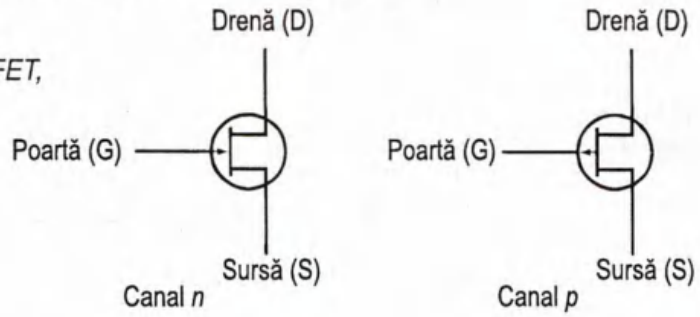
FIGURA 8-3

Efectele variației V_{GS} asupra lățimii canalului, rezistenței lui şi valorii curentului de drenă ($V_{GG} = V_{GS}$).

Simbolurile pentru JFET

În fig. 8-4 sunt prezentate simbolurile folosite în schemele electrice pentru JFET cu canal *n* și cu canal *p*. Remarcați că săgeata din poartă este orientată către interior pentru canalul *n* și către exterior pentru canalul *p*.

FIGURA 8-4
Simbolurile pentru JFET, folosite în scheme.



SECȚIUNEA 8-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Numiți cele trei terminale ale unui JFET.
2. Pentru un JFET cu canal *n*, V_{GS} trebuie să fie pozitivă sau negativă?
3. Cum este comandat curentul de drenă într-un JFET?

8-2 CARACTERISTICILE ŞI PARAMETRII UNUI JFET

În această secțiune veți afla în ce mod un JFET funcționează ca dispozitiv cu curent constant, comandat în tensiune. Veți mai cunoaște caracteristicile de blocare, de strangulare (închidere) și de transfer ale unui JFET.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să definiți, să explicați și să utilizați principalii parametri ai unui JFET

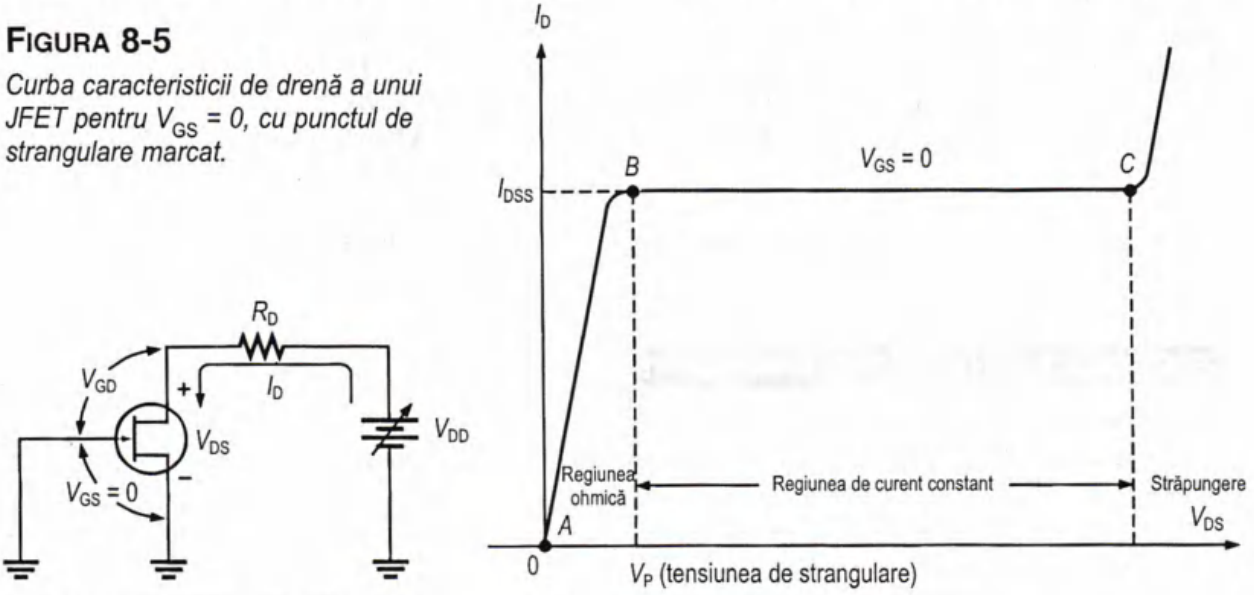
- Să explicați ce sunt regiunile ohmică, de curent constant și de străpungere
- Să dați definiția *tensiunii de strangulare (închidere)*
- Să descrieți modul în care tensiunea poartă-sursă comandă curentul de drenă
- Să dați definiția *tensiunii de blocare*
- Să faceți o comparație între fenomenul de strangulare (închidere) și cel de blocare
- Să analizați curba caracteristicii de transfer a unui JFET
- Să calculați I_D folosindu-vă de ecuația caracteristicii de transfer
- Să interpretați datele dintr-o foaie de catalog pentru JFET
- Să dați definiția *transconductanței*
- Să deduceți și să calculați rezistența și capacitatea de intrare
- Să calculați rezistența drenă-sursă

În primul rând, să discutăm cazul când tensiunea poartă-sursă este zero ($V_{GS} = 0$ V). Condiția se realizează dacă se scurtcircuitează poarta și sursa, ca în fig. 8-5(a), ambele

fiind legate la masă. Pe măsură ce V_{DD} (și deci V_{DS}) crește începând de la zero, I_D crește proporțional prin materialul de tip *n*, ca în graficul din fig. 8-5(b), între punctele *A* și *B*. Aici, rezistența canalului este practic constantă deoarece regiunea golită nu este destul de mare pentru a avea o influență semnificativă. Această regiune este denumită *regiunea ohmică* (liniară, rezistivă) deoarece relația dintre V_{DS} și I_D este dată de legea lui Ohm.

FIGURA 8-5

Curba caracteristicii de drenă a unui JFET pentru V_{GS} = 0, cu punctul de strangulare marcat.



(a) JFET cu V_{GS} = 0 V și V_{DS} (V_{DD}) variabilă.

(b) Caracteristica de drenă

În punctul *B* din fig. 8-5(b), curba devine orizontală și I_D devine practic constant. Pe măsură ce V_{DS} crește de la *B* la *C*, tensiunea de polarizare inversă dintre poartă și drenă (V_{GD}) generează o regiune golită suficient de mare pentru a compensa creșterea V_{DS}, păstrând astfel relativ constantă valoarea I_D.

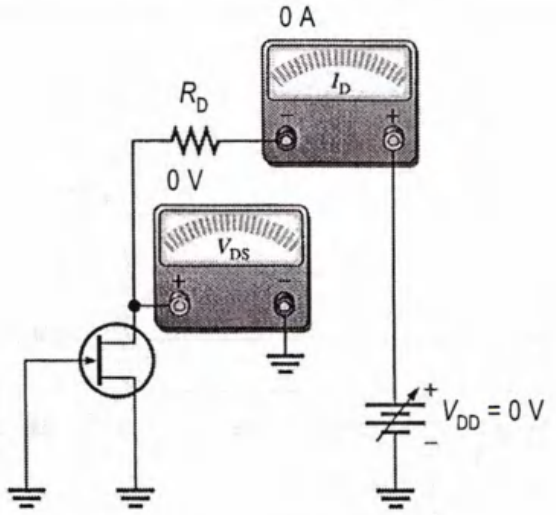
Tensiunea de strangulare

Pentru V_{GS} = 0 V, valoarea tensiunii V_{DS} de la care I_D începe să fie practic constant (punctul *B* din fig. 8-5(b)) se numește **tensiune de strangulare*** și se notează V_P. Pentru un JFET dat, V_P are o valoare fixă. Așa cum observați, creșterea în continuare a V_{DS} după depășirea tensiunii de strangulare are ca rezultat un curent de drenă aproape constant. Această valoare a curentului de drenă se notează I_{DSS}** și apare totdeauna în foile de catalog pentru JFET. I_{DSS} este curentul de drenă *maxim* (de saturație) caracteristic unui JFET, indiferent de configurația circuitului exterior, fiind totdeauna specificat pentru V_{GS} = 0 V.

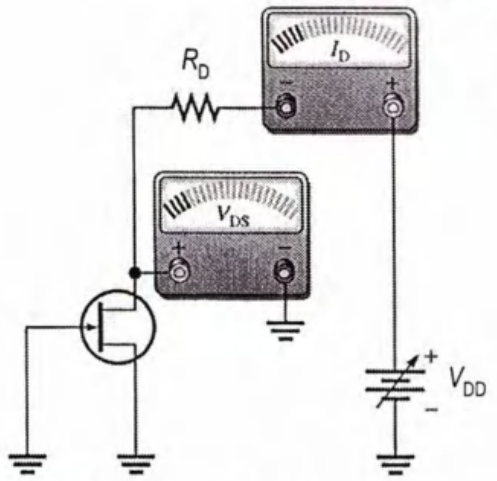
După cum arată și graficul din fig. 8-5(b), *străpungerea* are loc în punctul *C*, începând de la care I_D crește foarte repede dacă V_{DS} continuă să crească. Străpungerea poate deteriora ireversibil dispozitivul, de aceea domeniul de lucru al unui JFET trebuie ales totdeauna înainte de limita de străpungere, deci în *regiunea de curent constant* (pe grafic, între punctele *B* și *C*). Metoda de trasare a graficului caracteristicii de drenă a unui JFET până la punctul de străpungere, pentru V_{GS} = 0 V, este prezentată în fig. 8-6.

* În limba engleză, *pinch-off voltage*. (n.t.)

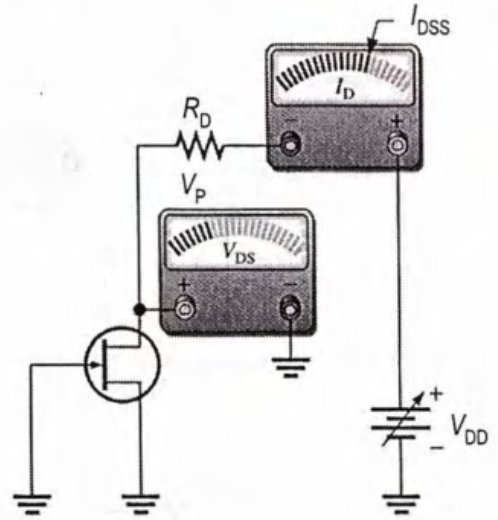
** *Drain to Source current with gate Shorted* – curentul de la drenă la sursă cu poarta în scurtcircuit. (n.t.)



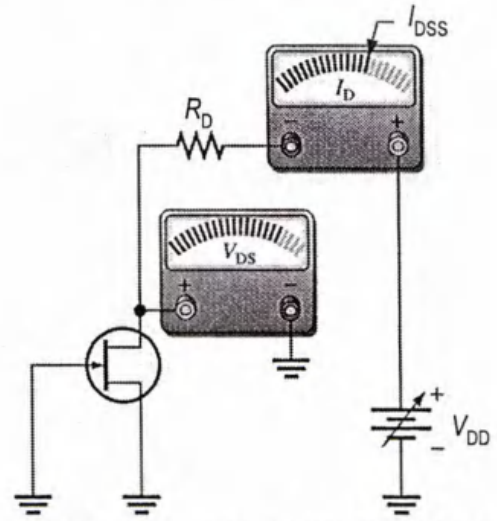
(a) La $V_{DS} = 0$, $I_D = 0$.



(b) I_D crește liniar cu V_{DS} în regiunea rezistivă.



(c) La $V_{DS} = V_P$, $I_D = I_{DSS}$.



(d) Pe măsură ce V_{DS} continuă să crească, I_D își menține valoarea I_{DSS} până când intervine străpungerea.

FIGURA 8-6

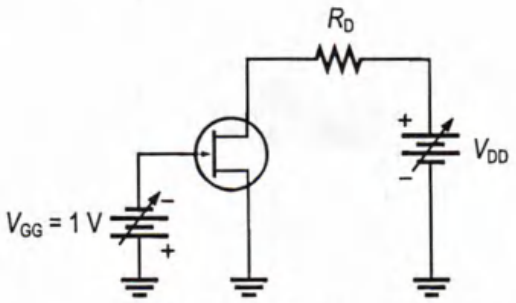
Trasarea curbei caracteristice a unui JFET la $V_{GS} = 0$ V.

Modul de comandare a I_D de către V_{GS}

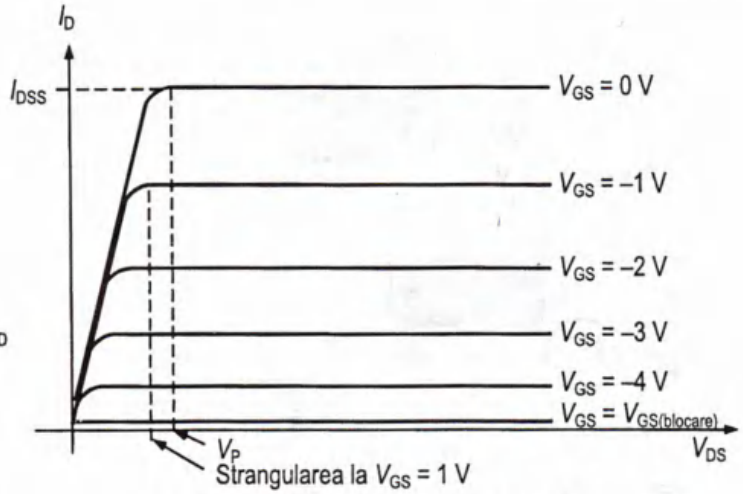
Să aplicăm o tensiune de polarizare între poartă și sursă, V_{GG}, ca în fig. 8-7(a). Dacă variem V_{GG} astfel încât V_{GS} să ia valori din ce în ce mai negative, obținem o familie de curbe caracteristice de drenă ca aceea din fig. 8-7(b). Observați că I_D are valori din ce în ce mai mici pe măsură ce V_{GS} este din ce în ce mai negativă, cauza fiind îngustarea canalului. Mai trebuie remarcat că, la tensiuni negative V_{GS} din ce în ce mai mari, strangularea canalului JFET (punctul începând de la care curentul rămâne constant) se produce la tensiuni V_{DS} din ce în ce mai mici decât V_P aferentă curbei precedente. Prin urmare, intensitatea curentului de drenă este comandată de V_{GS}, așa cum ilustrează figura 8-8.

FIGURA 8-7

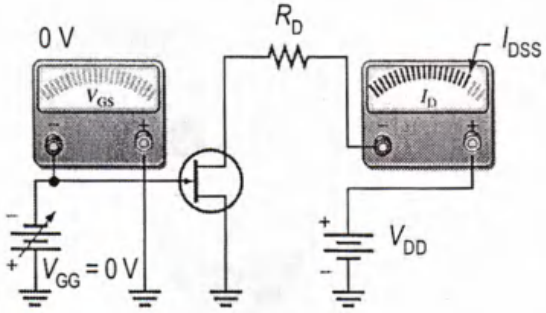
Strangularea se produce la valori V_{DS} din ce în ce mai mici pe măsură ce V_{GS} ia valori din ce în ce mai negative.



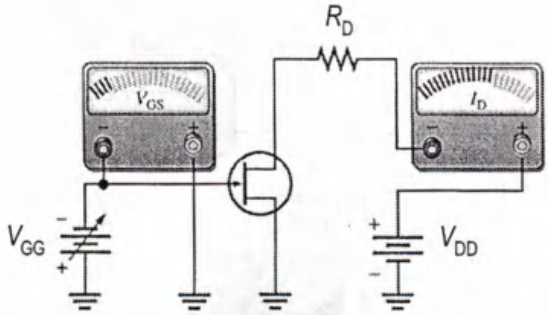
(a) JFET polarizat cu V_{GS} = –1 V



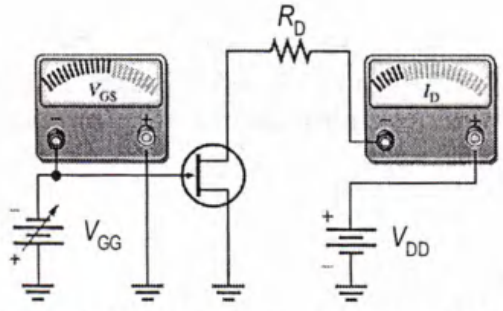
(b) Familia de curbe caracteristice de drenă



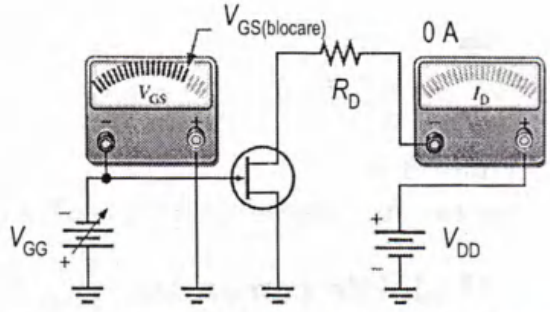
(a) V_{GS} = 0 V, I_D = I_{DSS}



(b) I_D este mai mică la V_{GS} mai negativă



(c) I_D continuă să scadă pe măsură ce V_{GS} devine tot mai negativă



(d) I_D continuă să scadă până când ajunge la zero pentru V_{GS} = – $V_{GS(blocare)}$.

FIGURA 8-8

Modul în care V_{GS} comandă valoarea I_D.

Tensiunea de blocare

Valoarea V_{GS} pentru care I_D devine aproximativ zero se numește **tensiune de blocare***, $V_{GS(blocare)}$. Un JFET trebuie să funcționeze între V_{GS} = 0 V și $V_{GS(blocare)}$. Pentru

* În original, *cutoff voltage*. (n.t.)

această plajă de tensiuni poartă-sursă, I_D variază între valoarea maximă I_{DSS} și un minim apropiat de zero.

Așa cum am arătat, pentru un JFET cu canal *n*, cu cât V_{GS} este mai negativă, cu atât I_D ia valori mai mici în regiunea de curent constant. Dacă V_{GS} atinge o valoare negativă suficient de mare, I_D scade până aproape de zero. Acest fenomen de blocare se produce din cauza extinderii regiunii golite până când se ajunge la închiderea completă a canalului, ca în fig. 8-9.

Principiul de funcționare al JFET cu canal *p* este similar cu al celui cu canal *n*, cu excepția faptului că, în cazul unui JFET cu canal *p*, V_{DD} trebuie să fie negativă, iar V_{GS} pozitivă, cum prezintă fig. 8-10.

FIGURA 8-9
JFET în blocare.

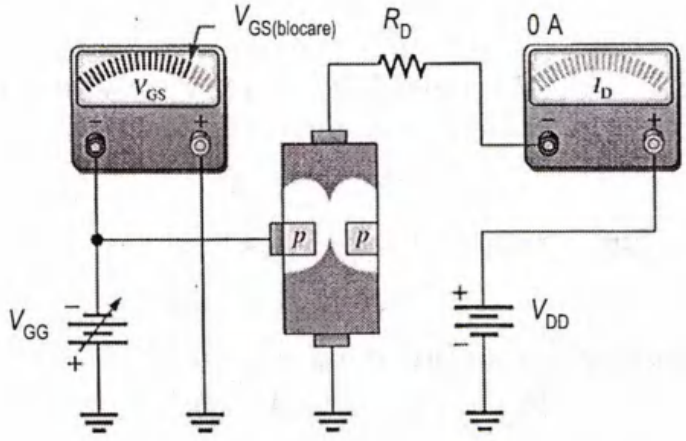
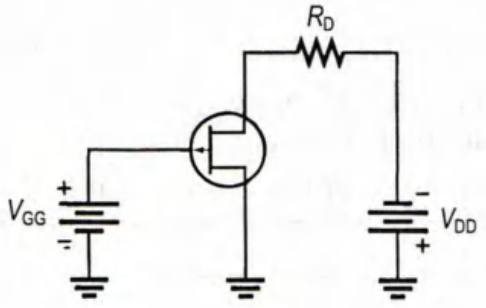


FIGURA 8-10
JFET cu canal p, polarizat.



Comparație între strangulare și blocare

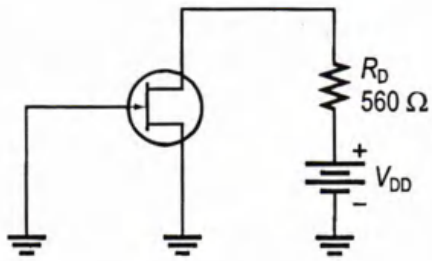
Probabil că ați remarcat deja deosebirea clară dintre strangulare și blocare. Dar există și o legătură între ele. V_P este valoarea pe care o ia V_{DS}, începând de la care curentul de drenă devine constant, fiind totdeauna măsurată la $V_{GS} = 0$ V. În cazul în care V_{GS} este diferită de zero, strangularea se produce la valori V_{DS} mai mici decât V_P. Prin urmare, deși V_P este o constantă, valoarea minimă a V_{DS} începând de la care I_D devine constant variază în funcție de V_{GS}.

$V_{GS(blocare)}$ și V_P sunt totdeauna egale în modul și de semne opuse. De obicei, în foile de catalog o veți găsi fie pe una, fie pe cealaltă dintre aceste valori, dar nu pe amândouă. Însă, dacă o cunoașteți pe una, cealaltă se deduce simplu. De exemplu, dacă $V_{GS(blocare)} = -5$ V, înseamnă că $V_P = +5$ V.

EXEMPLUL 8-1

Pentru JFET din fig. 8-11, $V_{GS(blocare)} = -4$ V și $I_{DSS} = 12$ mA. Determinați valoarea *minimă* a V_{DD}, necesară pentru ca dispozitivul să lucreze în regiunea de curent constant.

FIGURA 8-11



Rezolvare

Întrucât $V_{GS(blocare)} = -4$ V, înseamnă că $V_P = 4$ V. Valoarea minimă a V_{DS}, necesară pentru ca JFET să lucreze în regiunea sa de curent constant este:

$$V_{DS} = V_P = 4 \text{ V}$$

În regiunea de curent constant, pentru $V_{GS} = 0$ V,

$$I_D = I_{DSS} = 12 \text{ mA}$$

Căderea de tensiune pe rezistorul din drenă este:

$$V_{RD} = I_D R_D = (12mA)(560\Omega) = 6{,}72$$

Se aplică legea lui Kirchhoff în circuitul drenei.

$$V_{DD} = V_{DS} + V_{RD} = 4\text{V} + 6{,}72\text{V} = \mathbf{10{,}7\ V}$$

Aceasta este valoarea V_{DD} pentru care $V_{DS} = V_P$ și începând de la care dispozitivul funcționează în regiunea de curent constant.

Exercițiu complementar Dacă V_{DD} ar fi de 15 V, ce valoare ar avea curentul de drenă?

EXEMPLUL 8-2

Un JFET cu canal *p* are $V_{GS(blocare)} = +4$ V. Cât este I_D la $V_{GS} = +6$ V?

Rezolvare

Pentru un JFET cu canal *p*, tensiunea poartă-sursă trebuie să fie pozitivă. Cu cât această tensiune este mai pozitivă, cu atât curentul de drenă este mai mic. Pentru $V_{GS} = 4$ V, $I_D = 0$. Dacă V_{GS} crește, JFET rămâne blocat, deci I_D va fi tot **0**.

Exercițiu complementar Care este valoarea V_P pentru JFET din acest exemplu?

Caracteristica de transfer a JFET

Știți că valorile V_{GS} din plaja cuprinsă între zero și $V_{GS(blocare)}$ comandă intensitatea curentului de drenă. Pentru un JFET cu canal *n*, $V_{GS(blocare)}$ este negativă, iar pentru unul cu canal *p*, $V_{GS(blocare)}$ este pozitivă. Deoarece V_{GS} este cea care comandă valoarea I_D, relația dintre aceste două mărimi este foarte importantă. Figura 8-12 prezintă curba unei caracteristici de transfer obișnuite, adică ilustrarea grafică a dependenței dintre V_{GS} și I_D.

Remarcați că extremitatea inferioară a curbei se află pe axa V_{GS}, în punctul $V_{GS(blocare)}$, iar extremitatea superioară se află pe axa I_D, în punctul de valoare I_{DSS}. Este evident că acestea sunt limitele între care poate funcționa un JFET, și anume:

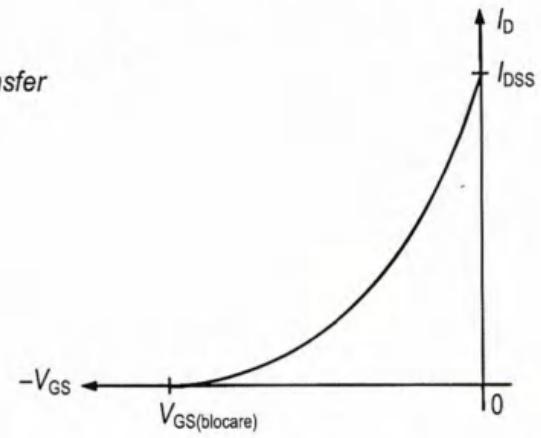
$$I_D = 0 \quad \text{la } V_{GS} = V_{GS(blocare)}$$

și

$$I_D = I_{DSS} \quad \text{la } V_{GS} = 0$$

FIGURA 8-12

Graficul caracteristicii de transfer a unui JFET (cu canal n).



Graficul caracteristicii de transfer poate fi extras din curbele caracteristicii de drenă reprezentând valorile I_D pentru valori ale V_{GS} extrase din familia de curbe de drenă pentru regiunea de strangulare, cum se exemplifică în fig. 8-13 pentru un anumit set de curbe. Fiecare punct de pe curba caracteristicii de transfer corespunde unui anumit punct, de coordonate V_{GS} și I_D, de pe curbele de drenă. De exemplu, pentru $V_{GS} = -2$ V, $I_D = 4{,}32$ mA. În cazul particular al acestui JFET, $V_{GS(blocare)} = -5$ V și $I_{DSS} = 12$ mA.

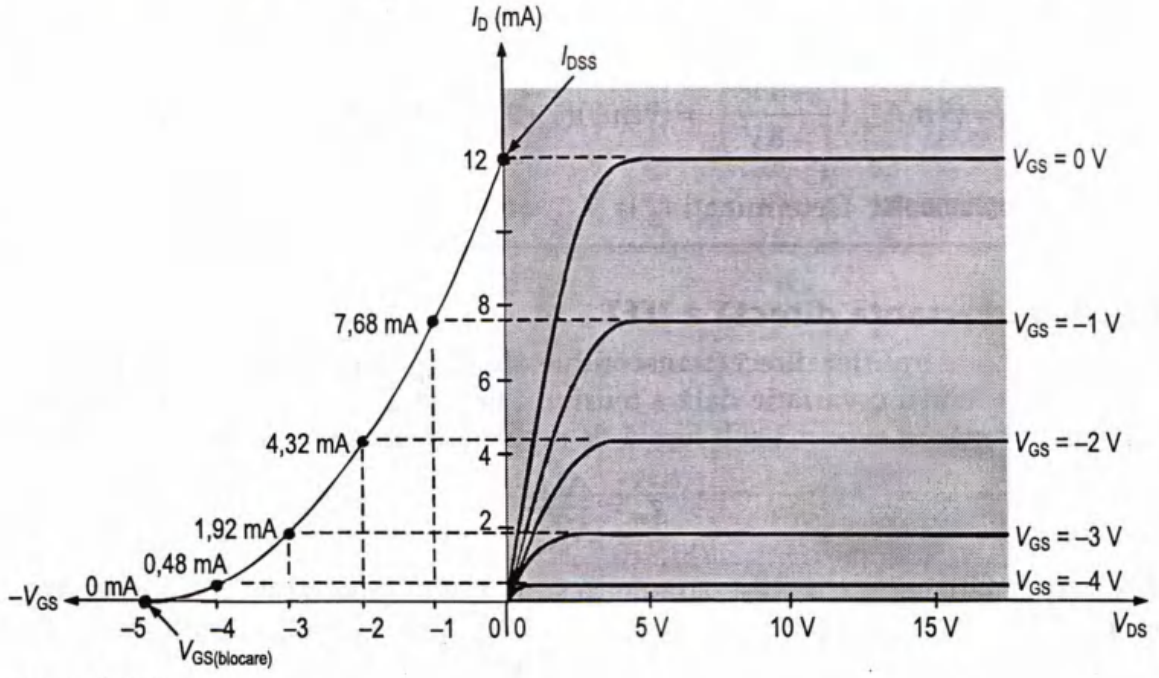


FIGURA 8-13

Exemplu de extragere a graficului caracteristicii de transfer a unui JFET cu canal n (în stânga) din curbele caracteristicii de drenă (în dreapta).

Graficul caracteristicii de transfer a unui JFET are o formă aproximativ parabolică, deci relația existentă între mărimile implicate poate fi scrisă sub forma:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 \tag{8-1}$$

Grație ecuației (8-1), putem calcula I_D pentru orice valoare V_{GS}, dacă $V_{GS(blocare)}$ și I_{DSS} sunt cunoscute. Aceste mărimi se găsesc, de obicei, în foile de catalog pentru JFET. Forma parabolică a graficului reprezentând o funcție de gradul al doilea, uneori s-ar putea să întâlniți denumirea de „dispozitive de gradul al doilea"* pentru JFET și MOSFET.

Figura 8-14 reprezintă o foaie de catalog pentru o serie uzuală de JFET.

EXEMPLUL 8-3

În foaia de catalog din fig. 8-14, pentru JFET 2N5459 găsim valorile I_{DSS} = 9 mA (tipică) și $V_{GS(blocare)}$ = –8 V (maximă). Determinați curentul de drenă pentru V_{GS} = 0 V, –1 V și –4 V.

Rezolvare

Pentru V_{GS} = 0 V:

$$I_D = I_{DSS} = \mathbf{9\,mA}$$

Pentru V_{GS} = –1 V se folosește ecuația (8-1):

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = (9\,\text{mA})\left(1 - \frac{-1\,\text{V}}{-8\,\text{V}}\right)^2$$

$$= (9\,\text{mA})(1 - 0{,}125)^2 = (9\,\text{mA})(0{,}766) = \mathbf{6{,}89\ mA}$$

Pentru V_{GS} = –4 V:

$$I_D = (9\,\text{mA})\left(1 - \frac{-4\,V}{-8\,V}\right)^2 = (9\,\text{mA})(1 - 0{,}5)^2 = (9\,\text{mA})(0{,}25) = \mathbf{2{,}25\,mA}$$

Exercițiu complementar Determinați I_D la V_{GS} = –3 V pentru JFET 2N5459.

Transconductanța directă a JFET

Conductanța de transfer direct (**transconductanța**), g_m, reprezintă variația curentului de drenă (ΔI_D) pentru o variație dată a tensiunii poartă-sursă (ΔV_{GS}), la tensiune drenă-sursă constantă. Se exprimă sub formă de raport și se măsoară în siemens (S).

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

Alte notații uzuale pentru acest parametru sunt g_{fs} și y_{fs} (admitanța de transfer direct). În capitolul 9 veți învăța cât de important este parametrul g_m pentru amplificatoarele cu FET, ca principal factor ce determină câștigul în tensiune.

* În original, *square-law devices*. (n.t.)

2N5457 ... 2N5459

Capsulă 29-04, stil 5
TO-92 (TO-226AA)

JFET de uz general cu canal *n*

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea drenă-sursă	V_{DS}	25	V c.c.
Tensiunea drenă-poartă	V_{DG}	25	V c.c.
Tensiunea inversă poartă-sursă	V_{GSR}	–25	V c.c.
Curentul de poartă	I_G	10	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	310 2,82	mW mW/°C
Temperatura joncțiunii	T_J	125	°C
Domeniul de temperatură de stocare pentru canal	T_{stg}	–65 ...+150	°C

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Tip.	Max.	Unit.
Caracteristici de blocare						
Tensiunea de străpungere poartă-sursă (I_G = –10 μA c.c., V_{DS} = 0)		$V_{(BR)GSS}$	–25	–	–	V c.c.
Curentul invers de poartă		I_{GSS}				nA c.c.
(V_{GS} = –15 V c.c., V_{DS} = 0)			–	–	–1,0	
(V_{GS} = –15 V c.c., V_{DS} = 0, T_A = 100°C)			–	–	–200	
Tensiunea poartă-sursă la blocare		$V_{GS(off)}$				V c.c.
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 10 nA c.c.)	2N5457		–0,5	–	–6,0	
	2N5458		–1,0	–	–7,0	
	2N5459		–2,0	–	–8,0	
Tensiunea poartă-sursă		V_{GS}				V c.c.
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 100 μA c.c.)	2N5457		–	–2,5	–	
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 200 μA c.c.)	2N5458		–	–3,5	–	
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 400 μA c.c.)	2N5459		–	–4,5	–	
Caracteristici de conducție						
Curentul de drenă cu poarta în scurtcircuit		I_{DSS}				mA c.c.
(V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0)	2N5457		1,0	3,0	5,0	
	2N5458		2,0	6,0	9,0	
	2N5459		4,0	9,0	16	
Caracteristici de semnal mic						
Admitanța de transfer în buclă deschisă cu sursa comună		$\|y_{fs}\|$				μS
(V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)	2N5457		1000	–	5000	
	2N5458		1500	–	5500	
	2N5459		2000	–	6000	
Admitanța de ieșire cu sursa comună (V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)		$\|y_{os}\|$	–	10	50	μS
Capacitatea de intrare (V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)		C_{iss}	–	4,5	7,0	pF
Capacitatea de transfer invers (V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)		C_{rss}	–	1,5	3,0	pF

FIGURA 8-14

Foaie de catalog pentru JFET.

Din cauză că graficul caracteristicii de transfer a JFET este neliniar, valoarea g_m variază în funcție de amplasarea pe curbă, stabilită prin V_{GS}. g_m ia valori mai mari în partea superioară a curbei (în apropiere de $V_{GS} = 0$) decât în partea de jos a acesteia (aproape de $V_{GS(blocare)}$), așa cum ilustrează fig. 8-15. În mod normal, în foile de catalog se găsește valoarea g_m măsurată la $V_{GS} = 0$ V (g_{m0}). De exemplu, în foaia de catalog pentru JFET 2N5457 apare valoarea minimă g_{m0} (y_{fs}), de 1000 μS la $V_{DS} = 15$ V.

Cunoscând g_{m0}, se poate calcula cu aproximație valoarea g_m în orice punct al caracteristicii de transfer, folosind formula:

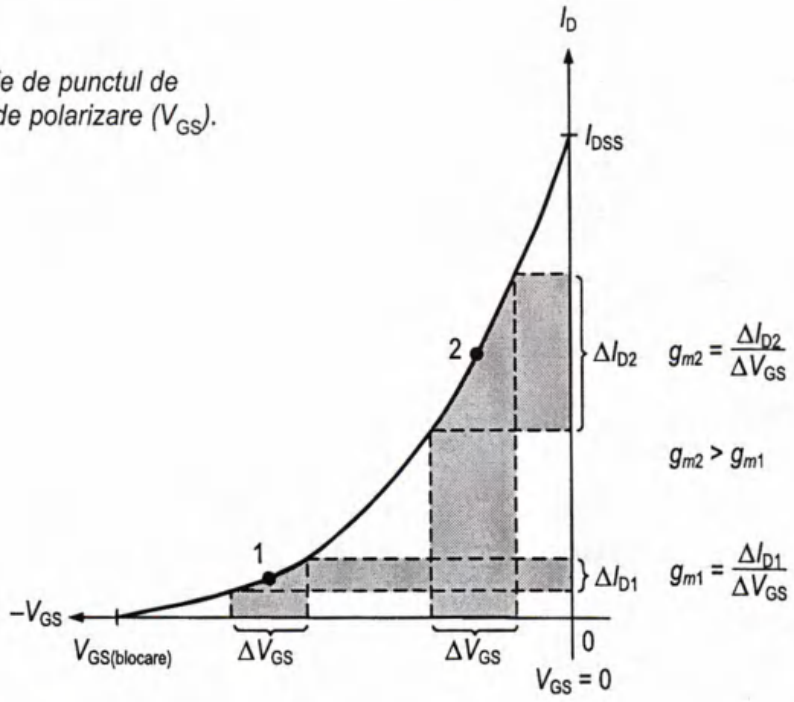
$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right) \tag{8-2}$$

Dacă nu se cunoaște g_{m0}, se poate calcula pornind de la I_{DSS} și $V_{GS(blocare)}$. Valoarea celei din urmă apare la numitorul relației (8-3) în modul.

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS(blocare)}|} \tag{8-3}$$

FIGURA 8-15

g_m variază în funcție de punctul de funcționare impus de polarizare (V_{GS}).



EXEMPLUL 8-4

În foaia de catalog din fig. 8-14, referitoare la JFET 2N5457, sunt incluse următoarele informații: I_{DSS} = 3,0 mA (tipic), $V_{GS(blocare)}$ = –6 V (maximă), $y_{fs(max)}$ = 5000 μS. Determinați transconductanța directă pentru V_{GS} = –4 V și I_D corespunzător acestei valori.

Rezolvare

$g_{m0} = y_{fs}$ = 5000 μS. Calculăm g_m din ecuația (8-2):

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right) = (5000\,\mu S)\left(1 - \frac{-4\,V}{-6\,V}\right) = \mathbf{1667\,\mu S}$$

Apoi, din ecuația (8-1) obținem I_D pentru $V_{GS} = -4$ V.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = (3{,}0\,\text{mA})\left(1 - \frac{-4\,\text{V}}{-6\,\text{V}}\right)^2 = \mathbf{333\,\mu A}$$

Exercițiu complementar Un JFET are următoarele caracteristici: $I_{DSS} = 12$ mA, $V_{GS(blocare)} = -5$ V, $g_{m0} = 3000$ μS. Calculați g_m și I_D pentru $V_{GS} = -2$ V.

Rezistența și capacitatea de intrare

JFET funcționează cu joncțiunea poartă-sursă polarizată invers. Prin urmare, rezistența de intrare în poartă este foarte mare. Acesta este unul dintre avantajele JFET față de tranzistoarele bipolare. (Amintiți-vă că tranzistoarele bipolare funcționează cu joncțiunea bază-emitor polarizată direct.) Foile de catalog pentru JFET prezintă valoarea rezistenței de intrare prin intermediul valorii curentului de poartă invers, I_{GSS}, la o tensiune poartă-sursă specificată. Rezistența de intrare poate fi calculată din ecuația următoare, valoarea raportului fiind în modul:

$$R_{IN} = \left|\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right|$$

De exemplu, foaia de catalog din fig. 8-14 menționează, pentru 2N5457, I_{GSS} maxim de –1,0 nA la $V_{GS} = -15$ V și 25°C. I_{GSS} crește cu temperatura, deci rezistența de intrare scade.

Capacitatea de intrare, C_{iss}, este unul dintre efectele funcționării JFET cu joncțiunea *pn* polarizată invers. Amintiți-vă că o joncțiune *pn* polarizată invers se comportă ca un condensator a cărui capacitate depinde de valoarea tensiunii inverse. De exemplu, 2N5457 are C_{iss} maximă de 7 pF la $V_{GS} = 0$.

EXEMPLUL 8-5

Un JFET are I_{GSS} de –2 nA la $V_{GS} = -20$ V. Calculați rezistența de intrare.

Rezolvare

$$R_{IN} = \left|\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right| = \frac{20\,\text{V}}{20\,\text{nA}} = \mathbf{10.000\,M\Omega}$$

Exercițiu complementar Calculați rezistența de intrare minimă pentru 2N5458 utilizând datele de catalog din fig. 8-14.

Rezistența drenă-sursă

Conform caracteristicii de drenă, deja cunoscută, după strangulare urmează o regiune în care curentul de drenă se menține relativ constant pentru o întreagă plajă de valori ale tensiunii drenă-sursă. În consecință, o variație mare a V_{DS} are ca rezultat o variație foarte mică a I_D. Raportul acestor variații reprezintă rezistența drenă-sursă a dispozitivului, r'_{ds}.

$$r'_{ds} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$$

În foile de catalog, acest parametru mai poate fi găsit sub formă de conductanță de ieșire, g_{os}, sau admitanță de ieșire, y_{os}.

SECȚIUNEA 8-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Tensiunea drenă-sursă a unui JFET, în punctul de strangulare, este de 7 V. Dacă tensiunea poartă-sursă este zero, cât este V_P?
2. Pentru un JFET cu canal *n*, V_{GS} este mărită către valori negative. Curentul de drenă va crește sau va scădea?
3. Ce valoare V_{GS} este necesară pentrru ca un JFET cu canal *p* și $V_P = -3$ V să se blocheze?

8-3 POLARIZAREA DISPOZITIVELOR JFET

Ținând cont de parametrii specifici tranzistoarelor cu efect de câmp, prezentați în secțiunea precedentă, vom arăta în ce mod se polarizează JFET în c.c. Polarizarea înseamnă alegerea unei tensiuni continue poartă-sursă în scopul obținerii unui curent de drenă de valoarea dorită, deci un PSF adecvat. Circuitele de polarizare prezentate în continuare sunt de două tipuri: de polarizare automată și prin divizor de tensiune.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați și să analizați circuitele pentru polarizarea JFET

- ▶ Să descrieți polarizarea automată
- ▶ Să analizați un circuit cu JFET cu polarizare automată
- ▶ Să stabiliți PSF la polarizarea automată
- ▶ Să analizați un circuit cu JFET cu polarizare prin divizor de tensiune
- ▶ Să analizați circuitele pentru polarizarea JFET folosindu-vă de caracteristicile de transfer
- ▶ Să comentați stabilitatea PSF

Polarizarea automată

Amintiți-vă că un JFET trebuie să lucreze totdeauna cu joncțiunea poartă-sursă polarizată invers. Această condiție implică folosirea unei tensiuni V_{GS} negative pentru un JFET cu canal *n* și a unei V_{GS} pozitive în cazul unui JFET cu canal *p*. Realizarea ei se poate face cu configurația de polarizare automată din fig. 8-16. Valoarea rezistorului din poartă, R_G, nu afectează parametrii de polarizare deoarece, practic, pe el nu există cădere de tensiune; prin urmare, tensiunea pe poartă rămâne de 0 V. R_G este necesar numai pentru a izola față de masă semnalul de c.a. în circuitele de amplificare, cum vom arăta mai târziu.

În cazul JFET cu canal *n* din fig. 8-16(a), I_S dezvoltă o cădere de tensiune pe R_S, în acest mod sursa devenind pozitivă față de masă. Întrucât $I_S = I_D$ și $V_G = 0$, reiese că $V_S = I_D R_S$. Tensiunea poartă-sursă este:

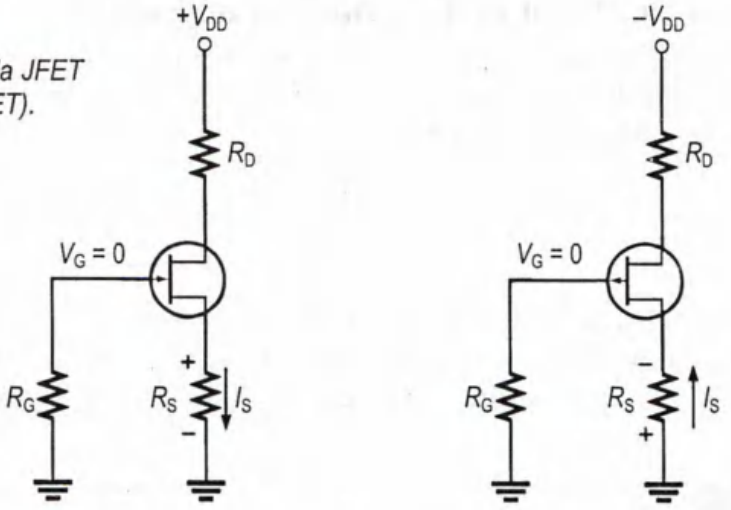
$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - I_D R_S = -I_D R_S$$

În cazul JFET cu canal *p* din fig. 8-16(b), curentul prin R_S produce negativarea sursei față de masă, deci:

$$V_{GS} = +I_D R_S$$

FIGURA 8-16

Polarizarea automată la JFET ($I_S = I_D$ pentru orice FET).



(a) cu canal *n* (b) cu canal *p*

În analiza ce urmează vom folosi ca exemplu JFET cu canal *n* din fig. 8-16(a). Nu uitați că, în cazul unui JFET cu canal *p*, analiza se face în mod similar, singura deosebire fiind inversarea polarității tensiunilor. Tensiunea dintre drenă și masă se determină astfel:

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

Deoarece $V_S = I_D R_S$, tensiunea drenă-sursă este:

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

EXEMPLUL 8-6

Calculați V_{DS} și V_{GS} pentru circuitul din fig. 8-17. Pentru dispozitivul JFET folosit, valorile parametrilor interni g_m, $V_{GS(blocare)}$ și I_{DSS} au fost astfel alese încât curentul de drenă (I_D) rezultat să fie de aproximativ 5 mA. Însă un alt JFET, fie el și de același tip cu primul, poate să producă în același circuit un curent de drenă de valoare diferită, din cauza dispersiei parametrilor.

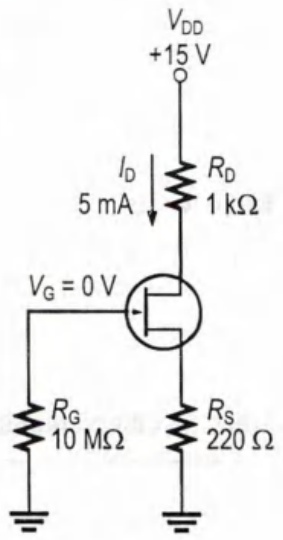


FIGURA 8-17

Rezolvare

$$V_S = I_D R_S = (5\,\text{mA})(220\,\Omega) = 1{,}1\,\text{V}$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 15\,\text{V} - (5\,\text{mA})(1\,\text{k}\Omega) = 15\,\text{V} - 5\,\text{V} = 10\,\text{V}$$

Deci:

$$V_{DS} = V_D - V_S = 10\,\text{V} - 1{,}1\,\text{V} = \mathbf{8{,}9\,V}$$

Întrucât $V_G = 0$ V,

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0\,\text{V} - 1{,}1\,\text{V} = \mathbf{-1{,}1\,V}$$

Exercițiu complementar Calculați V_{DS} și V_{GS} pentru circuitul din fig. 8-17 dacă $I_D = 8$ mA. Se cunosc: $R_D = 860\ \Omega$, $R_S = 390\ \Omega$ și $V_{DD} = 12$ V.

Stabilirea PSF pentru un JFET polarizat automat

Cea mai simplă metodă de a polariza un JFET pentru a funcționa într-un anumit punct este determinarea valorii I_D pentru o valoare V_{GS} impusă sau invers. Apoi, din relația următoare se calculează valoarea R_S necesară.

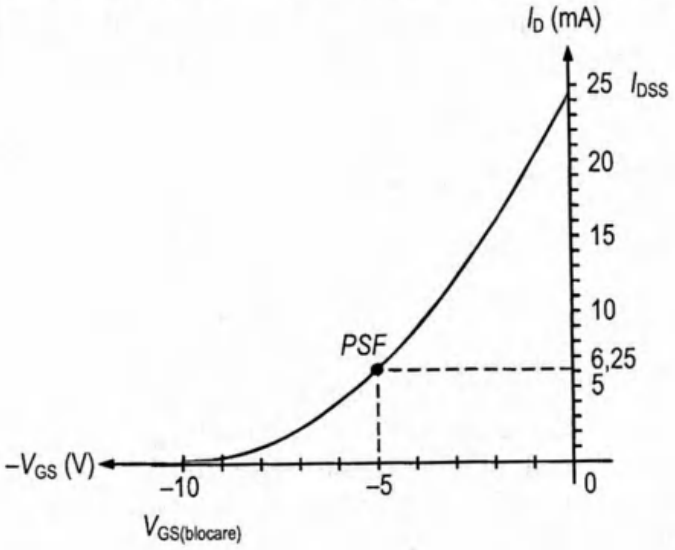
$$R_S = \left|\frac{V_{GS}}{I_D}\right|$$

Pentru o valoare aleasă pentru V_{GS}, I_D poate fi determinat în două moduri: de pe graficul caracteristicii de transfer a tipului de JFET respectiv sau, mai rapid, din ecuația (8-1), cu I_{DSS} și $V_{GS(blocare)}$ înscrise în foaia de catalog. Cele două căi sunt ilustrate în exemplele următoare.

EXEMPLUL 8-7

Determinați valoarea R_S necesară pentru polarizarea automată, la $V_{GS} = -5$ V, a unui JFET cu canal *n*, a cărui caracteristică de transfer este reprezentată grafic în fig. 8-18.

FIGURA 8-18



Rezolvare

În grafic, valorii $V_{GS} = -5$ V îi corespunde $I_D = 6{,}25$ mA. Calculăm R_S.

$$R_S = \left|\frac{V_{GS}}{I_D}\right| = \frac{5\,\text{V}}{6{,}25\,\text{mA}} = 800\,\Omega$$

Exercițiu complementar Determinați R_S pentru $V_{GS} = -3$ V.

EXEMPLUL 8-8

Determinați valoarea R_S necesară pentru polarizarea automată a unui JFET cu canal *p*, având I_{DSS} = 25 mA și $V_{GS(blocare)}$ = 15 V. V_{GS} trebuie să fie de 5 V.

Rezolvare

Din ecuația (8-1) se calculează I_D.

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = (25\,\text{mA})\left(1-\frac{5\,\text{V}}{15\,\text{V}}\right)^2 = (25\,\text{mA})(1-0{,}333)^2 = 11{,}1\,\text{mA}$$

Apoi se determină R_S.

$$R_S = \left|\frac{V_{GS}}{I_D}\right| = \frac{5\,\text{V}}{11{,}1\,\text{mA}} = \mathbf{450\,\Omega}$$

Deoarece 450 Ω nu este o valoare standardizată, se va folosi un rezistor de 470 Ω.

Exercițiu complementar Determinați valoarea R_S necesară pentru polarizarea automată, la V_{GS} = 4 V, a unui JFET cu canal *p*, având I_{DSS} = 18 mA și $V_{GS(blocare)}$ = 8 V.

Polarizarea centrată Deseori este de dorit ca polarizarea unui JFET să se facă astfel încât punctul lui de funcționare să fie situat, cu aproximație, la mijlocul curbei caracteristicii de transfer, unde $I_D = I_{DSS}/2$. La aplicarea unui semnal la intrare, polarizarea centrată oferă posibilitatea excursiei maxime a curentului de drenă, între I_{DSS} și 0. Din ecuația (8-1) se deduce, conform calculelor prezentate în anexa B, că I_D are valoarea aproximativ egală cu jumătate din I_{DSS} pentru $V_{GS} = V_{GS(blocare)}/3{,}4$.

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS(blocare)}/3{,}4}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = 0{,}5I_{DSS}$$

Deci alegând $V_{GS} = V_{GS(blocare)}/3{,}4$ se obține un punct de funcționare cu valoarea I_D centrată.

Pentru ca tensiunea de drenă să se afle la jumătatea caracteristicii ($V_D = V_{DD}/2$), valoarea rezistorului R_D trebuie astfel aleasă încât să asigure căderea de tensiune respectivă. Valoarea R_G se alege arbitrar și suficient de mare pentru a asigura o bună adaptare cu un eventual etaj pilot, în cazul unei configurații de amplificare în cascadă. Exemplul 8-9 ilustrează acest caz.

EXEMPLUL 8-9

Pentru circuitul din fig. 8-19, alegeți valorile rezistoarelor R_D și R_S astfel încât punctul de funcționare să fie aproximativ centrat. Dispozitivul JFET utilizat are parametrii I_{DSS} = = 12 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –3 V. V_D trebuie să fie de aproximativ 6 V (jumătate din V_{DD}).

Rezolvare

La polarizarea centrată:

$$I_D \cong \frac{I_{DSS}}{2} = 6\,\text{mA}$$

și

$$V_{GS} \cong \frac{V_{GS(blocare)}}{3,4} = \frac{-3\,V}{3,4} = 882\,mV$$

Apoi:

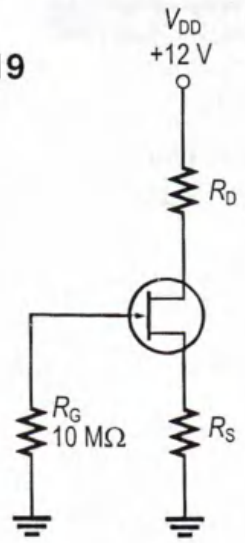
$$R_S = \left|\frac{V_{GS}}{I_D}\right| = \frac{882\,mV}{6\,mV} = \mathbf{147\,\Omega}$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

$$I_D R_D = V_{DD} - V_D$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{12\,V - 6\,V}{6\,mA} = \mathbf{1\,k\Omega}$$

FIGURA 8-19



Exercițiu complementar Pentru circuitul din fig. 8-19, alegeți valorile rezistoarelor de polarizare astfel ca punctul de funcționare să fie centrat, cu aproximație. Se utilizează un JFET cu parametrii: I_{DSS} = 10 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –10 V. V_{DD} = 15 V.

Analiza grafică a polarizării automate a JFET

Puteți folosi graficul caracteristicii de transfer și câțiva parametri ai unui JFET pentru a determina PSF (I_D și V_{GS}) al unui circuit de polarizare automată. Un astfel de circuit este prezentat în fig. 8-20(a), iar graficul caracteristicii de transfer, în fig. 8-20(b). Dacă în foaia de catalog nu găsiți curba de care aveți nevoie, o puteți trasa cu ajutorul ecuației (8-1), cu valorile de catalog pentru I_{DSS} și $V_{GS(blocare)}$.

Pentru a stabili PSF aferent circuitului din fig. 8-20(a) este necesară trasarea dreptei de sarcină în c.c. pentru polarizare automată, așa cum se descrie în continuare. În primul rând se calculează V_{GS} la I_D = 0.

$$V_{GS} = -I_D R_S = (0)(470\,\Omega) = 0\,V$$

Am stabilit astfel punctul de origine al dreptei de sarcină (I_D = 0, V_{GS} = 0). Apoi, cu valoarea I_{DSS} din foaia de catalog se calculează V_{GS} la $I_D = I_{DSS}$. Din curba aferentă dispozitivului JFET din fig. 8-20 aflăm I_{DSS} = 10 mA.

$$V_{GS} = -I_D R_S = -(10\,mA)(470\,\Omega) = -4,7\,V$$

Am stabilit și un al doilea punct al dreptei de sarcină (I_D = 10 mA, V_{GS} = –4,7 V). Prin cele două puncte aflate se trasează dreapta de sarcină, pe același grafic cu caracteristica de transfer, ca în fig. 8-21. Punctul în care dreapta de sarcină intersectează curba caracteristicii de transfer este PSF al circuitului.

FIGURA 8-20

JFET polarizat automat şi curba caracteristicii sale de transfer.

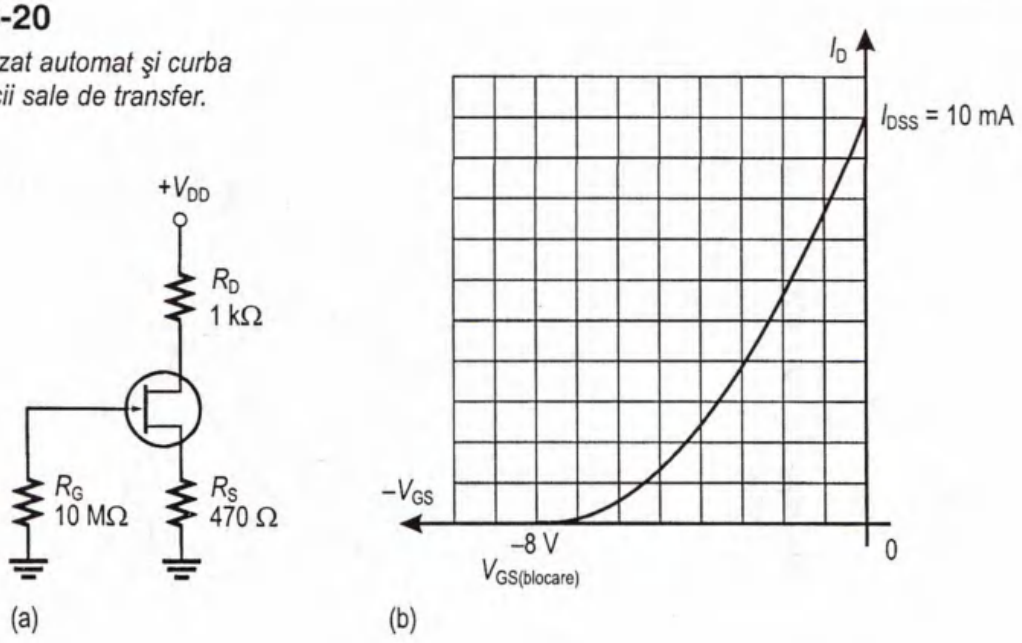
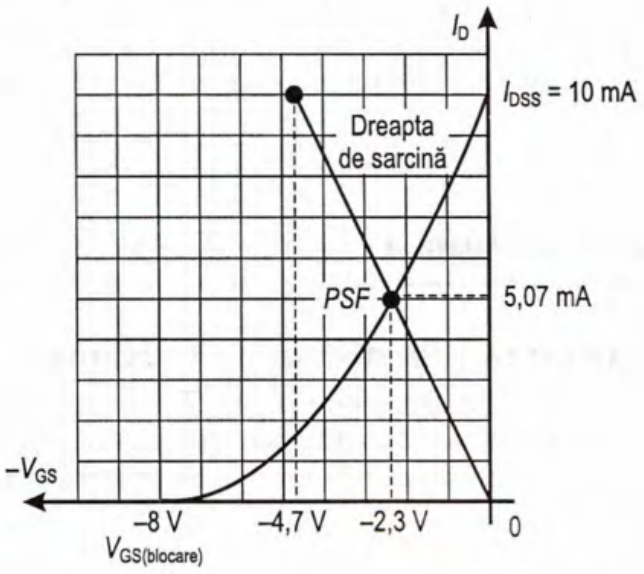


FIGURA 8-21

Intersectarea în PSF a dreptei de sarcină în c.c. pentru polarizare automată cu curba caracteristicii de transfer.



EXEMPLUL 8-10

Stabiliți PSF pentru circuitul cu JFET din fig. 8-22(a). Curba caracteristicii de transfer este cea din fig. 8-22(b).

Rezolvare

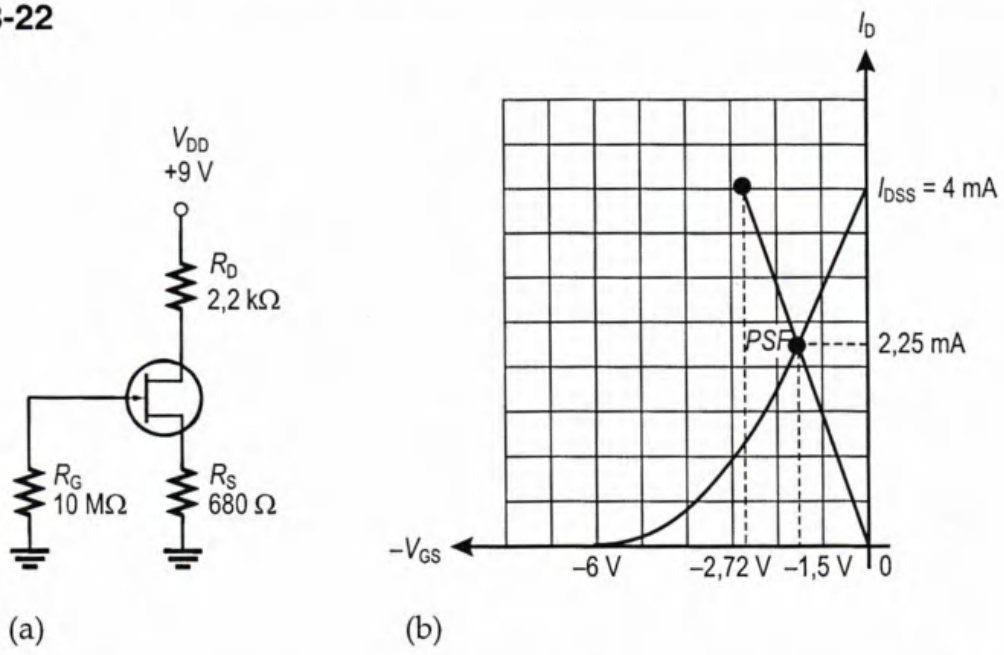
Pentru $I_D = 0$:

$$V_{GS} = -I_D R_S = (0)(680\,\Omega) = 0\,\text{V}$$

Am aflat punctul de origine. De pe curbă citim $I_{DSS} = 4$ mA. Deci pentru $I_D = I_{DSS} = 4$ mA:

$$V_{GS} = -I_D R_S = -(4\,\text{mA})(680\,\Omega) = -2{,}72\,\text{V}$$

FIGURA 8-22



Al doilea punct are coordonatele 4 mA și –2,72 V. Se unesc cele două puncte printr-o linie, iar la intersecția acesteia cu curba caracteristicii de transfer se citesc valorile I_D și V_{GS}, cum ilustrează fig. 8-22(b). Valorile de PSF, citite din grafic, sunt:

$$I_D = \mathbf{2{,}25\,mA}$$
$$V_{GS} = \mathbf{-1{,}5\,V}$$

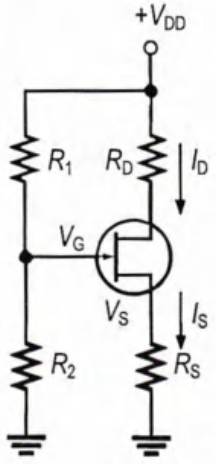
Exercițiu complementar Dacă se alege pentru R_S valoarea de 1 kΩ, care este noul PSF?

Polarizarea prin divizor de tensiune

În fig. 8-23 este prezentat un JFET cu canal *n*, polarizat prin divizor de tensiune. Tensiunea din sursa dispozitivului trebuie să fie mai pozitivă decât tensiunea din poartă pentru ca joncțiunea poartă-sursă să fie polarizată invers.

FIGURA 8-23

JFET cu canal n, polarizat prin divizor de tensiune ($I_S = I_D$).



Tensiunea în sursă este:

$$V_S = I_D R_S$$

Tensiunea din poartă se fixează prin intermediul rezistoarelor R_1 și R_2, după formula divizorului de tensiune:

$$V_G = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{DD}$$

Tensiunea poartă-sursă este:

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

iar tensiunea din sursă:

$$V_S = V_G - V_{GS}$$

Curentul de drenă se exprimă astfel:

$$I_D = \frac{V_S}{R_S}$$

Înlocuind V_S:

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}$$

EXEMPLUL 8-11

Determinați I_D și V_{GS} pentru circuitul cu JFET polarizat prin divizor de tensiune din fig. 8-24, știind că parametrii interni ai dispozitivului folosit sunt astfel aleși încât $V_D \cong 7$ V.

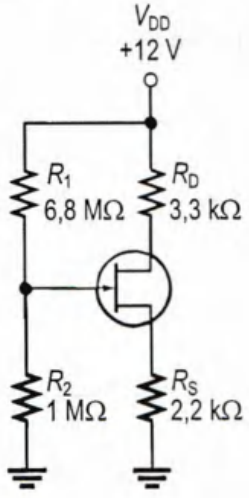


FIGURA 8-24

Rezolvare

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = \frac{12\,\text{V} - 7\,\text{V}}{3{,}3\,\text{k}\Omega} = \frac{5\,\text{V}}{3{,}3\,\text{k}\Omega} = \mathbf{1{,}52\,mA}$$

Tensiunea poartă-sursă se calculează astfel:

$$V_S = I_D R_S = (1{,}52\,\text{mA})(2{,}2\,\text{k}\Omega) = 3{,}34\,\text{V}$$

$$V_G = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{DD} = \left(\frac{1\,M\Omega}{7{,}8\,M\Omega}\right) 12\,V = 1{,}54\,V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 1{,}54\,V - 3{,}34\,V = \mathbf{-1{,}8\,V}$$

Dacă V_D nu ar fi fost cunoscută, nu am fi putut afla valorile de PSF decât din graficul caracteristicii de transfer.

Exercițiu complementar Dacă în circuitul din fig. 8-24 se introduce un alt JFET, V_D devine 6 V. Calculați noul PSF.

Analiza grafică a polarizării prin divizor de tensiune a JFET

Determinarea grafică, pe curba caracteristicii de transfer, a PSF se poate face printr-o metodă similară celei folosite în cazul circuitului de polarizare automată.

Pentru un JFET polarizat prin divizor de tensiune, spre deosebire de polarizarea automată, V_{GS} este diferită de zero la $I_D = 0$ deoarece divizorul de tensiune stabilește tensiunea din poartă independent de curentul de drenă. Iată cum se determină dreapta de sarcină în c.c., în acest caz.

Pentru $I_D = 0$:

$$V_S = I_D R_S = (0) R_S = 0\,V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - 0\,V = V_G$$

Deci unul dintre punctele dreptei are coordonatele $I_D = 0$ și $V_{GS} = V_G$.

Pentru $V_{GS} = 0$:

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G}{R_S}$$

Cel de-al doilea punct al dreptei este la $I_D = V_G/R_S$ și $V_{GS} = 0$. Dreapta de sarcină în c.c. este cea prezentată în fig. 8-25.

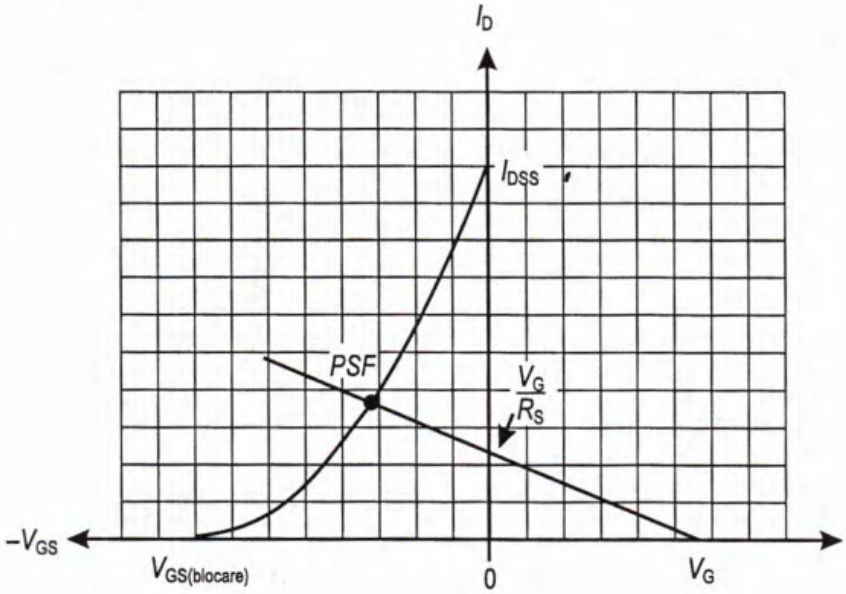


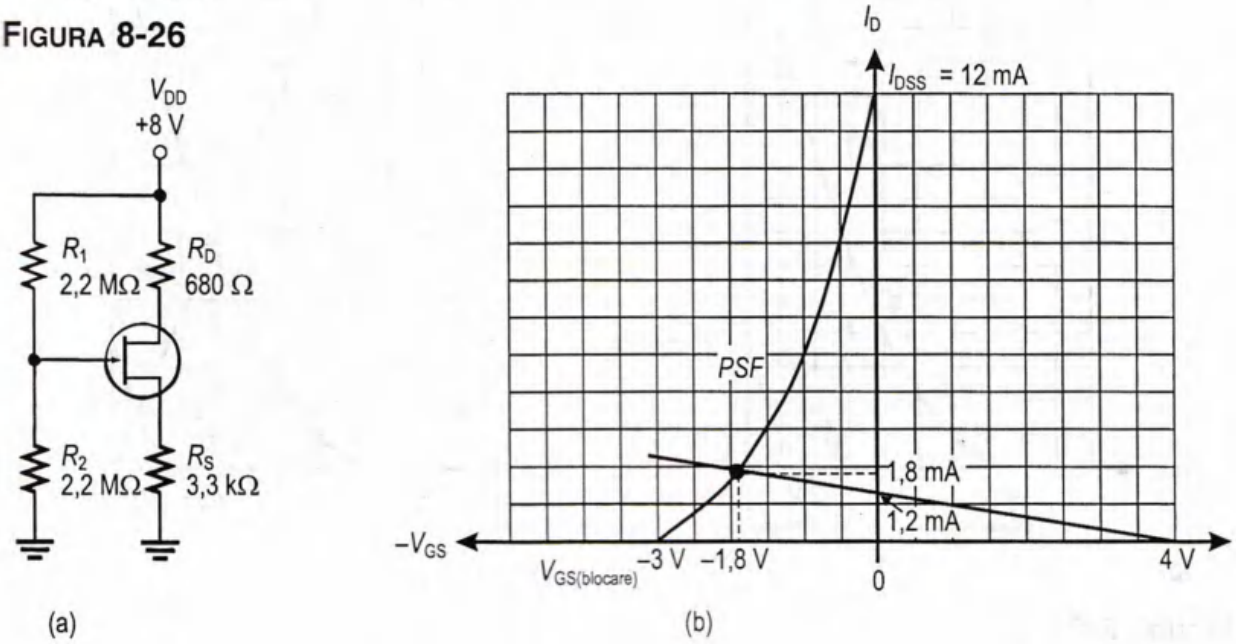
FIGURA 8-25

Dreapta de sarcină în c.c. pentru un JFET polarizat prin divizor de tensiune.

EXEMPLUL 8-12

Stabiliți, cu aproximație, PSF al circuitului cu JFET polarizat prin divizor de tensiune din fig. 8-26(a), știind că graficul caracteristicii de transfer a dispozitivului folosit este cel din fig. 8-26(b).

FIGURA 8-26



Rezolvare

În primul rând trebuie aflate două dintre punctele dreptei de sarcină. Pentru $I_D = 0$:

$$V_{GS} = V_G = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{DD} = \left(\frac{2,2\,\text{M}\Omega}{4,4\,\text{M}\Omega}\right) 8\,\text{V} = 4\,\text{V}$$

Primul punct găsit are coordonatele $I_D = 0$ și $V_{GS} = 4$ V. Pentru $V_{GS} = 0$:

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G}{R_S} = \frac{4\,\text{V}}{3,3\,\text{k}\Omega} = 1,2\,\text{mA}$$

Al doilea punct se află la $I_D = 1,2$ mA și $V_{GS} = 0$.

Dreapta de sarcină apare în fig. 8-26(b), iar valorile de PSF, $I_D \cong 1,8$ mA și $V_{GS} \cong -1,8$ V, se citesc din grafic, așa cum se poate observa.

Exercițiu complementar Rezistorul R_S din fig. 8-26(a) se înlocuiește cu unul de 4,7 kΩ. Calculați noul PSF al circuitului.

Stabilitatea PSF

Din nefericire, caracteristica de transfer a unui JFET poate varia considerabil de la un exemplar la altul ale aceluiași tip de dispozitiv. De exemplu, dacă într-un circuit se înlocuiește un JFET 2N5459 cu altul de același tip, diferența dintre caracteristicile de transfer ale celor două dispozitive poate fi considerabilă, ca în cazul ilustrat în fig. 8-27(a). Aici, valoarea maximă a I_{DSS} este de 16 mA, iar cea minimă, de 4 mA. Similar, valorile maximă și minimă pentru $V_{GS(blocare)}$ sunt de –8 V, respectiv de –2 V. Aceasta înseamnă că dacă aveți mai multe exemplare din același tip de dispozitiv și alegeți unul la întâmplare, parametrii lui se pot înscrie oriunde în plaja de valori menționată mai sus.

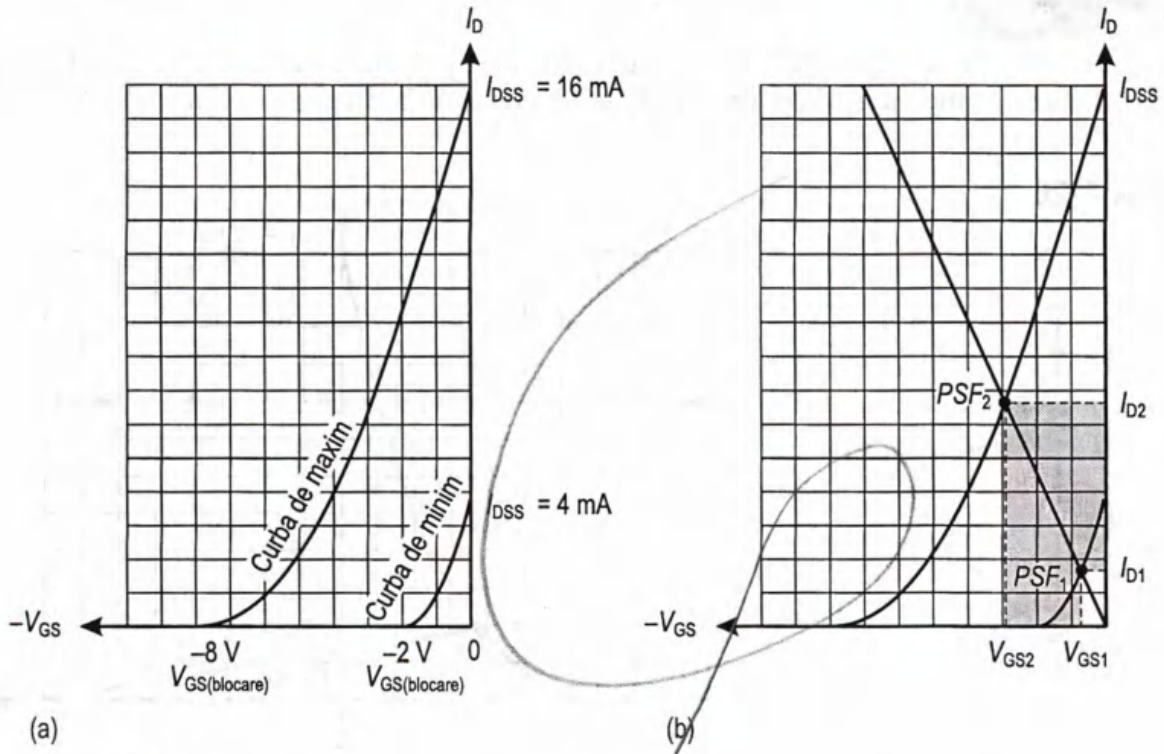


FIGURA 8-27

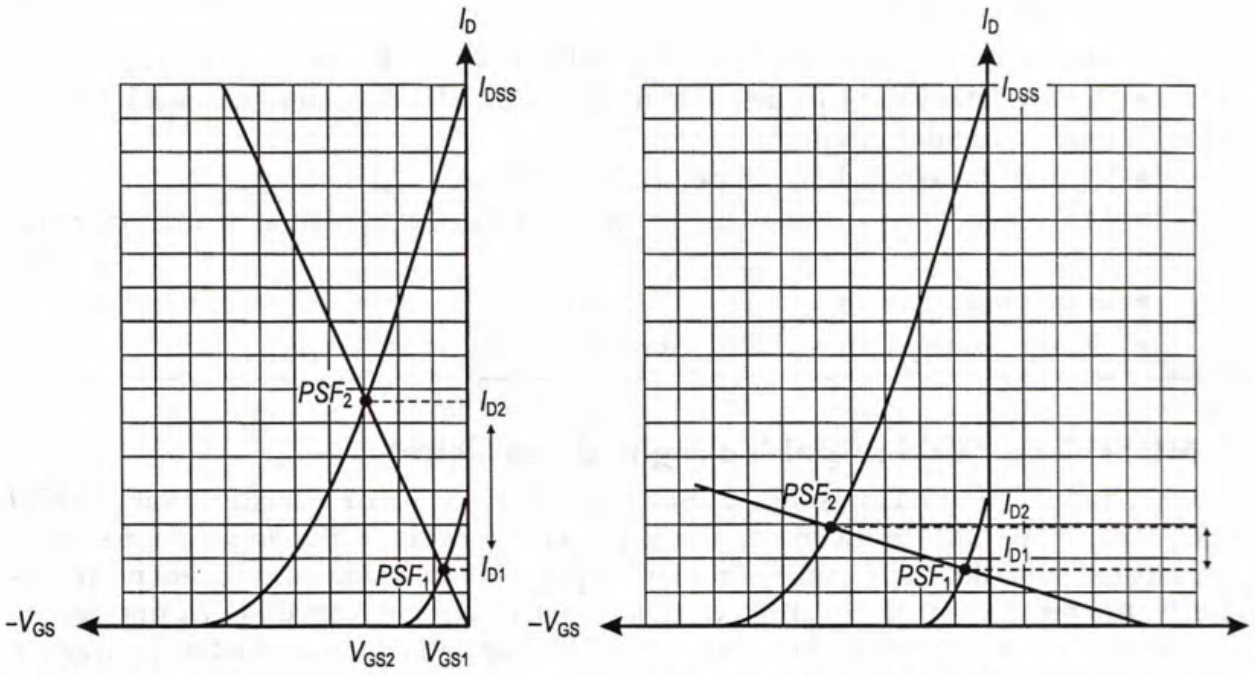
Variația caracteristicii de transfer pentru JFET 2N5459 și efectul ei asupra PSF.

În cazul polarizării automate, dacă se trasează dreapta de sarcină în c.c., ca în fig. 8-27(b), același circuit cu 2N5459 poate avea PSF oriunde pe dreapta ce unește punctele PSF_1, de polarizare la parametrii minimi, și PSF_2, de polarizare la parametrii maximi. Corespunzător, curentul de drenă poate lua orice valoare între I_{D1} și I_{D2}, cum am arătat. Aceasta înseamnă că tensiunea continuă din drenă se poate înscrie într-o plajă de valori în funcție de I_D. De asemenea, tensiunea poartă-sursă poate lua orice valoare între V_{GS1} și V_{GS2}, cum se observă.

La polarizarea prin divizor de tensiune, dependența curentului de drenă, I_D, de variația PSF este mai redusă deoarece panta dreptei de sarcină este mai mică decât în cazul polarizării automate. Cu toate că V_{GS} variază în ambele cazuri, valoarea I_D este mult mai stabilă dacă polarizarea se face prin divizor de tensiune, așa cum ilustrează fig. 8-28.

SECȚIUNEA 8-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Pentru un JFET cu canal *p*, V_{GS} trebuie să fie pozitivă sau negativă?
2. Într-un circuit cu JFET cu canal *n* și polarizare automată, I_D = 8 mA și R_S = 1 kΩ. Calculați V_{GS}.
3. Un JFET cu canal *n*, polarizat prin divizor de tensiune, are tensiunea din poartă de 3 V și tensiunea din sursă de 5 V. Calculați V_{GS}.



(a) Polarizare automată

(b) Polarizare prin divizor de tensiune

FIGURA 8-28

Variația I_D între PSF de maxim și cel de minim este mult mai redusă în cazul polarizării JFET prin divizor de tensiune, decât la polarizarea automată.

8-4 TRANZISTORUL CU EFECT DE CÂMP DE TIP METAL-OXID-SEMICONDUCTOR (MOSFET)

Tranzistoarele cu efect de câmp de tip metal-oxid-semiconductor (MOSFET) constituie cea de-a doua categorie de tranzistoare cu efect de câmp. Structura MOSFET se deosebește de cea a JFET prin faptul că nu are la bază o joncțiune *pn*; la MOSFET, poarta este izolată față de canal printr-un strat de dioxid de siliciu (SiO_2). Există două feluri de MOSFET: cu canal inițial* (în regim de sărăcire) și cu canal indus (în regim de îmbogățire). Datorită izolării porții, aceste dispozitive mai sunt denumite „cu poartă izolată"***.**

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați cum funcționează un MOSFET

- Să descrieți deosebirile de structură dintre un MOSFET cu canal inițial *n* și unul cu canal inițial *p*
- Să explicați regimul de sărăcire

* În original, notat D-MOSFET (*depletion* = sărăcire). (n.t.)

** În original, notat E-MOSFET (*enhancement* = îmbogățire). (n.t.)

*** În original, IGFET (*Insulated Gate FET*). (n.t.)

- Să explicați regimul de îmbogățire
- Să recunoașteți simbolurile pentru MOSFET cu canal inițial *n* și *p*
- Să descrieți deosebirile de structură dintre un MOSFET cu canal indus *n* și unul cu canal indus *p*
- Să recunoașteți simbolurile pentru MOSFET cu canal indus *n* și *p*
- Să explicați prin ce se deosebește un MOSFET cu canal inițial de unul cu canal indus
- Să arătați ce este un MOSFET de putere
- Să arătați ce este un MOSFET cu poartă dublă

MOSFET cu canal inițial (cu regim de sărăcire)

Unul dintre cele două tipuri de **MOSFET** este cel cu regim de sărăcire (notat D-MOSFET), a cărui structură fundamentală este prezentată în fig. 8-29. Drena și sursa sunt difuzate în materialul substratului și apoi unite printr-un canal îngust, adiacent porții izolate. Figura prezintă un dispozitiv cu canal *n* și unul cu canal *p*. Vom descrie principiul de funcționare luându-l ca exemplu pe cel cu canal *n*. Dispozitivul cu canal *p* funcționează în mod similar, cu excepția faptului că polaritățile tensiunilor sunt inversate.

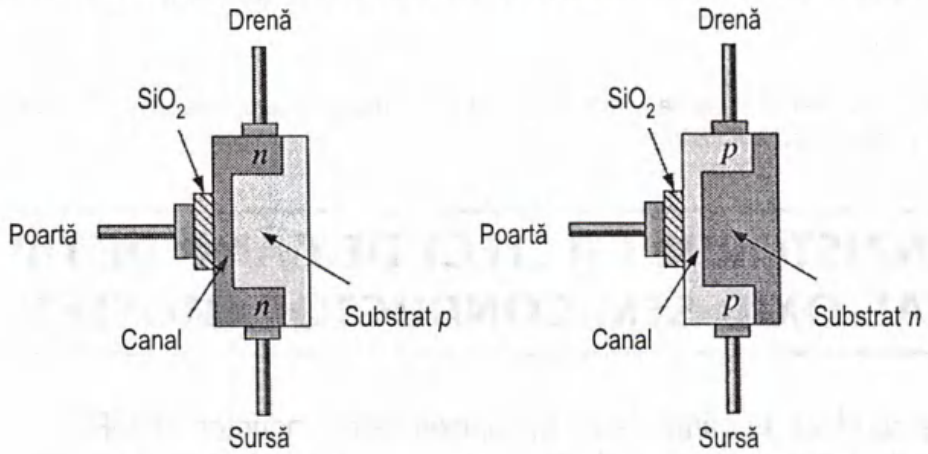


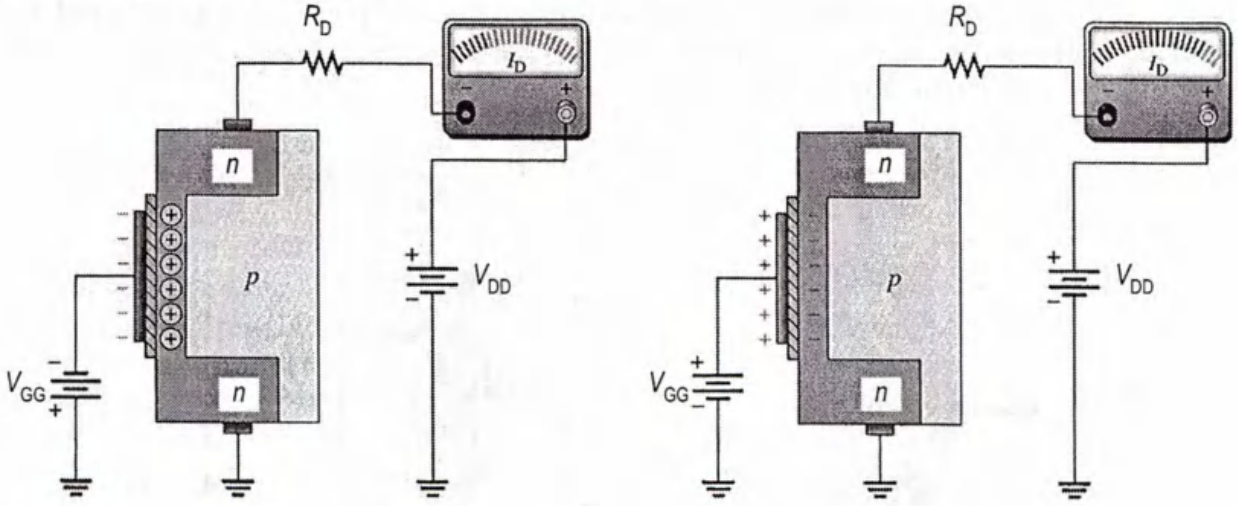
FIGURA 8-29

Reprezentarea structurii fundamentale a unui MOSFET cu canal inițial.

Un MOSFET cu canal inițial poate lucra în oricare dintre cele două regimuri – de sărăcire sau de îmbogățire – fiind numit uneori *MOSFET cu sărăcire/îmbogățire*. Întrucât poarta este izolată față de canal, pe ea se poate aplica fie o tensiune pozitivă, fie una negativă. Un MOSFET cu canal *n* lucrează în regim de **sărăcire** când tensiunea poartă-sursă aplicată este negativă; când tensiunea poartă-sursă este pozitivă, el lucrează în regim de **îmbogățire**. Însă, în general, aceste dispozitive sunt folosite în regim de sărăcire.

Regimul de sărăcire Imaginați-vă poarta ca pe una dintre armăturile plan-paralele ale unui condensator, cealaltă armătură fiind canalul. Stratul izolator de dioxid de siliciu constituie dielectricul. Dacă tensiunea pe poartă este negativă, sarcinile negative de aici vor îndepărta electronii de conducție din canal, iar aceștia vor lăsa în urma lor ioni pozitivi. Astfel, canalul *n* va fi sărăcit în electroni, ceea ce va duce la scăderea conductivității

lui. Cu cât tensiunea negativă pe poartă este mai mare, cu atât sărăcirea în electroni a canalului *n* este mai accentuată. La o valoare a tensiunii negative poartă-sursă suficient de mare, $V_{GS(blocare)}$, canalul este golit complet și curentul de drenă devine zero. Regimul de sărăcire este ilustrat în fig. 8-30(a). Asemenea unui JFET cu canal *n*, un MOSFET cu canal inițial *n* furnizează un curent de drenă pentru valori ale tensiunii poartă-sursă cuprinse între limitele $V_{GS(blocare)}$ și zero. Dar un MOSFET cu canal inițial conduce, în plus, și pentru valori V_{GS} mai mari ca zero.



(a) Regim de sărăcire: V_{GS} este negativă şi mai mică decât $V_{GS(blocare)}$

(b) Regim de îmbogățire: V_{GS} este pozitivă

FIGURA 8-30

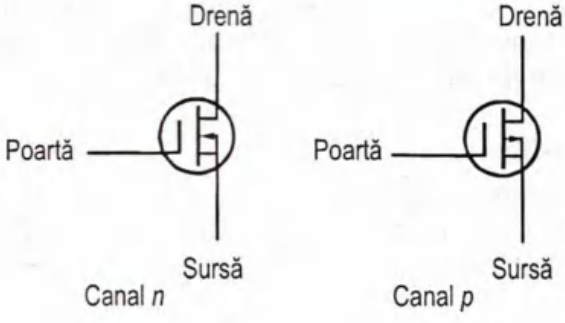
Funcționarea unui MOSFET cu canal inițial n.

Regimul de îmbogățire Când tensiunea pe poartă este pozitivă, în canal sunt atrași mai mulți electroni de conducție, crescând astfel conductivitatea canalului, cum ilustrează fig. 8-30(b).

Simbolurile pentru MOSFET cu canal inițial Simbolurile utilizate în schemele electrice pentru dispozitivele MOSFET cu canal inițial – atât *n*, cât și *p* – sunt prezentate în fig. 8-31. Substratul, indicat de săgeată, este, în mod normal (dar nu întotdeauna), conectat intern la sursă. Uneori există un terminal separat pentru substrat. Dacă săgeata substratului este orientată spre interior, canalul este de tip *n*; dacă săgeata este orientată spre exterior, canalul este de tip *p*.

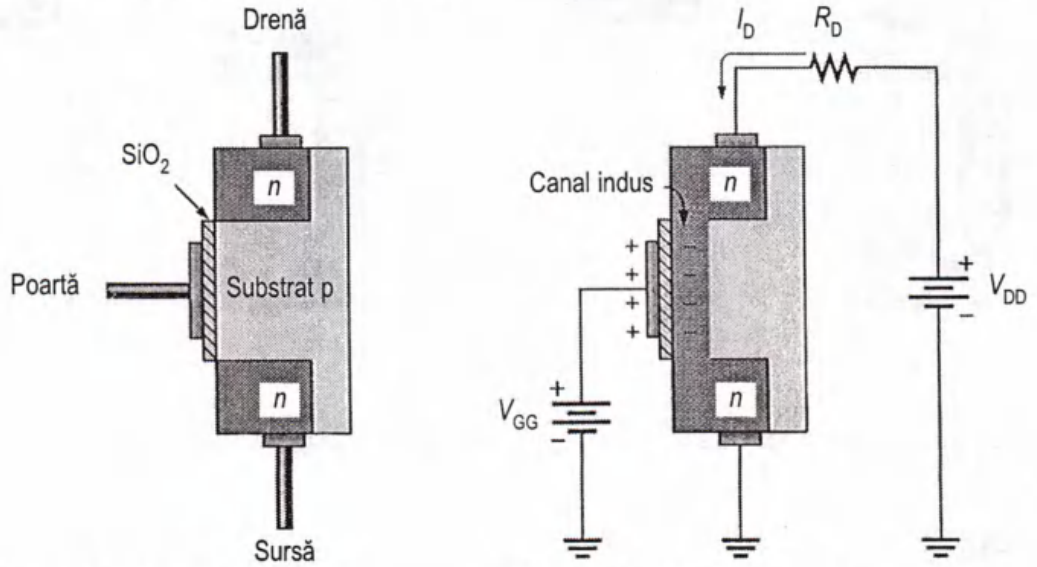
FIGURA 8-31

Simbolurile pentru MOSFET cu canal inițial, utilizate în schemele electrice.



MOSFET cu canal indus (cu regim de îmbogățire)

Un MOSFET cu canal indus lucrează *exclusiv* în regim de îmbogățire, neprezentând regim de sărăcire. Structural, se deosebește de un MOSFET cu canal inițial prin aceea că nu are un canal realizat constructiv. Observați, în fig. 8-32(a), că substratul se întinde până la stratul de SiO_2. La un dispozitiv cu canal *n*, o tensiune pozitivă pe poartă, mai mare decât o valoare de prag, *induce* un canal prin generarea unui strat subțire de sarcini negative în regiunea de substrat din vecinătateaa stratului de SiO_2, cum vedeți în fig. 8-32(b). Conductivitatea canalului crește la creșterea tensiunii poartă-sursă, atrăgând astfel mai mulți electroni în zona canalului. Dacă tensiunea pe poartă nu depășește valoarea de prag, canalul pur și simplu nu există.



(a) Structura fundamentală

(b) Canalul indus ($V_{GS} > V_{GS(prag)}$)

FIGURA 8-32

Structura şi funcționarea unui MOSFET cu canal indus n.

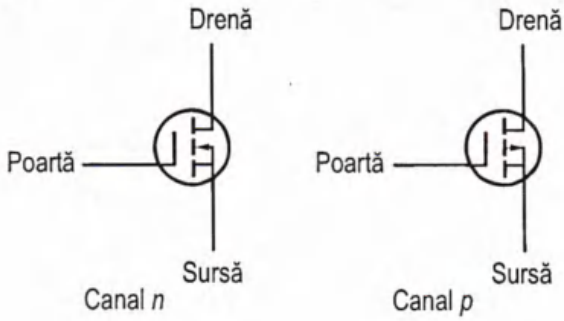
Simbolurile utilizate în schemele electrice pentru MOSFET cu canal indus *n* și *p* sunt prezentate în fig. 8-33. Linia întreruptă sugerează absența canalului, fizic. Ca și la MOSFET cu canal inițial, unele dispozitive au un terminal separat pentru substrat.

MOSFET de putere

Un MOSFET obișnuit, cu regim de îmbogățire are un canal lateral lung și îngust, cum apare în secțiunea transversală din fig. 8-34. Caracteristicile constructive ale canalului fac ca rezistența drenă-sursă să fie relativ mare, limitând utilizarea dispozitivului la aplicațiile de mică putere. Dacă poarta este pozitivă, canalul se formează între sursă și drenă, aproape de poartă, cum am mai arătat.

FIGURA 8-33

Simbolurile pentru MOSFET cu canal indus, utilizate în schemele electrice.



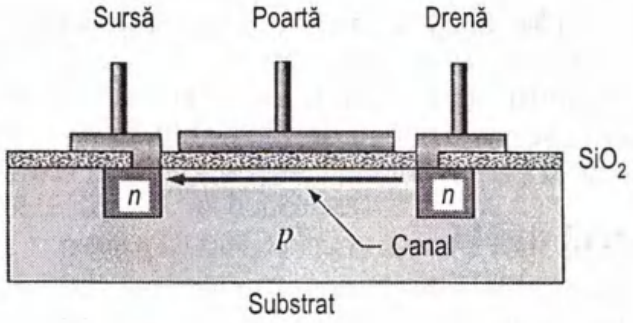


FIGURA 8-34

Secțiune transversală printr-o structură obișnuită de MOSFET cu canal indus.

MOSFET cu dublă difuzie laterală* Este un tip de MOSFET cu canal indus, destinat aplicațiilor de putere. Canalul acestui dispozitiv se formează între drenă și sursă și este mai scurt decât la un MOSFET obișnuit. Lungimea redusă a canalului implică o rezistență mai mică, permițând obținerea unor tensiuni și curenți mai mari.

Figura 8-35 prezintă structura fundamentală a unui MOSFET cu dublă difuzie laterală. Când poarta este pozitivă, în stratul p, dintre sursa dopată slab și regiunea n^-, se induce un canal n foarte scurt. Curentul circulă de la drenă, prin regiunile n și prin canalul indus, către sursă, conform marcajului de pe figură.

MOSFET cu fantă în V** Este o altă variantă de MOSFET cu canal indus, realizată în vederea obținerii unor performanțe mai bune în domeniul puterii; se caracterizează printr-un canal indus mai scurt și mai larg, cu rezistență mai mică, între drenă și sursă. Canalele mai scurte și mai largi permit obținerea unor curenți mai mari și, în consecință, a unor puteri disipate mai mari. De asemenea, și răspunsul în frecvență este îmbunătățit.

Un MOSFET cu fantă în V (VMOS) are două terminale conectate la sursă, terminalul de poartă se află în partea superioară, iar cel de drenă, în partea inferioară, ca în fig. 8-36. Canalul se induce vertical, pe ambele laturi ale fantei în V, între drenă (cu substrat n^+, adică dopat mai puternic decât n^-) și terminalele sursei. Lungimea canalului este determinată de grosimile straturilor, acestea fiind stabilite, la rândul lor, de densitățile de dopare și de timpul de difuzie în mai mare măsură decât de dimensiunile măștii.

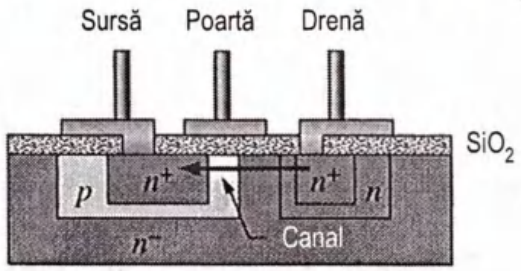


FIGURA 8-35

Secțiune transversală prin structura unui MOSFET cu dublă difuzie laterală.

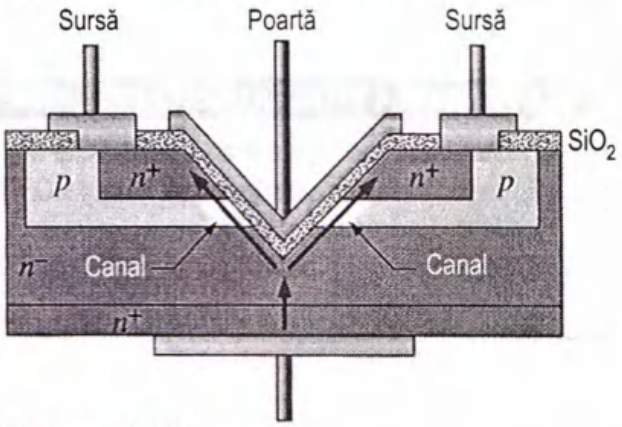


FIGURA 8-36

Secțiune transversală prin structura unui MOSFET cu fantă în V.

* În original, cu notația *LDMOSFET*. (n.t.)

** În original, cu notația *VMOSFET*. (n.t.)

TMOS Este similar cu un MOSFET cu fantă în V, cu excepția faptului că nu mai prezintă fanta respectivă, fiind deci mai ușor de realizat. Structura unui TMOS este prezentată în fig. 8-37. Poarta este înglobată într-un strat de dioxid de siliciu, iar terminalul sursei acoperă toată suprafața superioară. Drena se află pe fața inferioară. TMOS este mai compact decât VMOS, păstrând însă avantajul canalului vertical scurt.

MOSFET cu poartă dublă

Un MOSFET cu poartă dublă poate avea canalul atât inițial, cât și indus. Singura deosebire este faptul că are două porți, ca în fig. 8-38. Am arătat mai devreme că unul dintre dezavantajele tranzistoarelor cu efect de câmp este capacitatea mare de intrare, care le limitează utilizarea la frecvențe înalte. La dispozitivele cu poartă dublă, capacitatea de intrare este redusă, ceea ce le face utilizabile în circuitele de amplificare de radiofrecvență. Un alt avantaj al configurației cu poartă dublă este faptul că poate fi folosită în etajul de intrare al unor amplificatoare de RF, pentru realizarea reglării automate a amplificării (RAA).

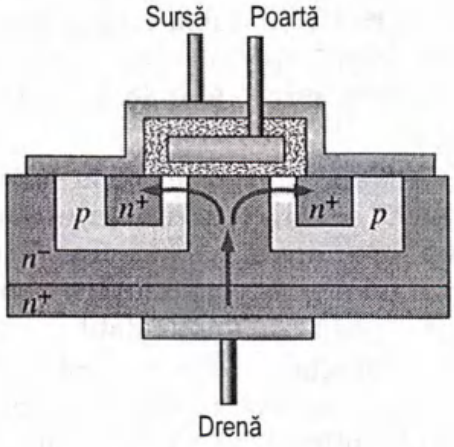
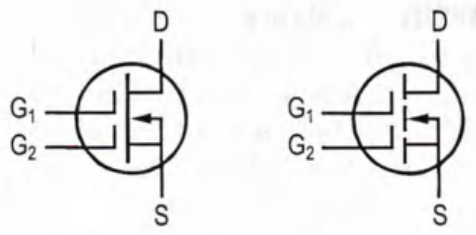


FIGURA 8-37

Secțiune transversală prin structura unui TMOS.



(a) cu canal inițial (b) cu canal indus

FIGURA 8-38

Simbolurile pentru MOSFET cu canal n cu poartă dublă.

SECȚIUNEA 8-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt cele două mari categorii de MOSFET?
2. Dacă tensiunea poartă-sursă a unui MOSFET cu regim de sărăcire este zero, cât este curentul de la drenă la sursă?
3. Dacă tensiunea poartă-sursă a unui MOSFET cu canal indus este zero, cât este curentul de la drenă la sursă?

8-5 CARACTERISTICILE ŞI PARAMETRII UNUI MOSFET

Mare parte din cele prezentate în secțiunea referitoare la caracteristicile și parametrii unui JFET sunt valabile și pentru MOSFET. În continuare vom atrage atenția asupra deosebirilor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să definiți, să explicați și să utilizați principalii parametri ai unui MOSFET

- Să analizați graficul caracteristicii de transfer a unui MOSFET cu canal inițial
- Să calculați I_D din ecuația caracteristicii de transfer a unui MOSFET cu canal inițial
- Să analizați graficul caracteristicii de transfer a unui MOSFET cu canal indus
- Să calculați I_D din ecuația caracteristicii de transfer a unui MOSFET cu canal indus
- Să utilizați o foaie de catalog pentru MOSFET
- Să arătați care sunt precauțiile necesare la manipularea dispozitivelor de tip MOS

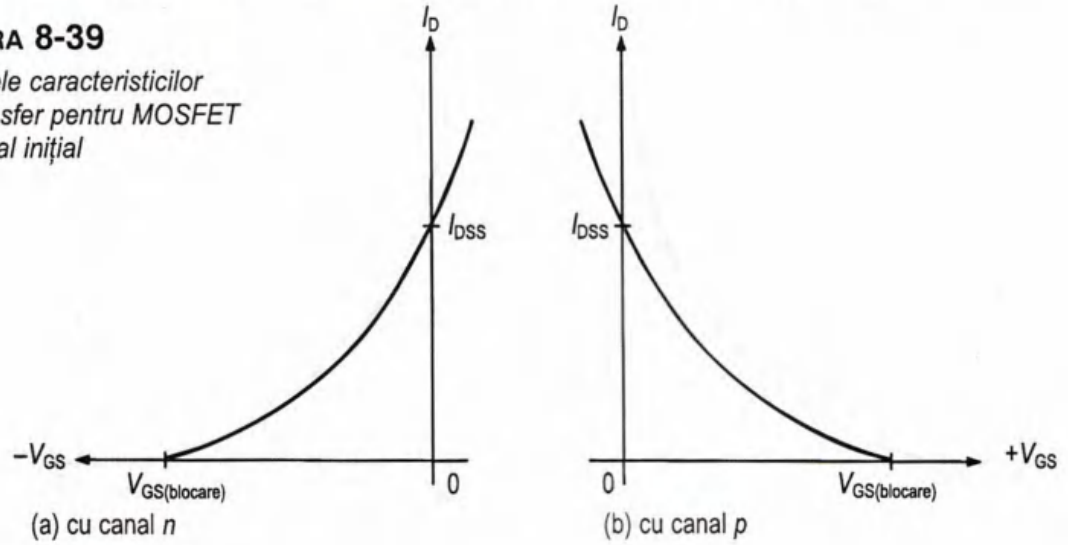
Caracteristica de transfer a unui MOSFET cu canal inițial

Am mai arătat că un MOSFET cu canal inițial poate funcționa având pe poartă fie o tensiune pozitivă, fie una negativă. Afirmația aceasta este susținută de fig. 8-39, care prezintă graficele caracteristicilor de transfer pentru MOSFET cu canal inițial – atât de tip *n*, cât și de tip *p*. Punctul de pe curbă de la $V_{GS} = 0$ corespunde valorii I_{DSS}. Ca și la JFET, $V_{GS(blocare)} = -V_P$.

Funcția pătratică din ecuația (8-1), referitoare la caracteristica de JFET, este valabilă și pentru MOSFET cu canal inițial, cum demonstrează și exemplul 8-13.

FIGURA 8-39

Graficele caracteristicilor de transfer pentru MOSFET cu canal inițial



EXEMPLUL 8-13

Pentru un MOSFET cu canal inițial, I_{DSS} = 10 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –8 V.

(a) Canalul este de tip *n* sau *p*?

(b) Calculați I_D la V_{GS} = –3 V.

(c) Calculați I_D la V_{GS} = +3 V.

Rezolvare

(a) La acest dispozitiv, $V_{GS(blocare)}$ este negativă; prin urmare, este un MOSFET cu **canal *n***.

(b) $$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = (10\,\text{mA})\left(1-\frac{-3\,\text{V}}{-8\,\text{V}}\right)^2 = \mathbf{3{,}91\,mA}$$

(c) $$I_D = (10\,\text{mA})\left(1-\frac{+3\,\text{V}}{-8\,\text{V}}\right)^2 = \mathbf{18{,}9\,mA}$$

Exercițiu complementar Un MOSFET cu canal inițial are I_{DSS} = 18 mA și $V_{GS(blocare)}$ = +10 V.

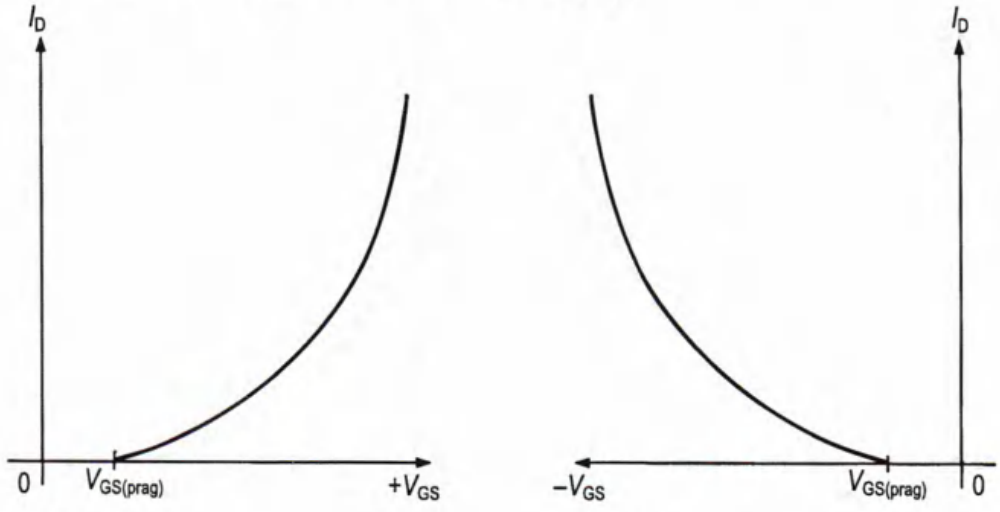
(a) Canalul este de tip *n* sau *p*?

(b) Calculați I_D la V_{GS} = +4 V.

(c) Calculați I_D la V_{GS} = –4 V.

Caracteristica de transfer a unui MOSFET cu canal indus

Un MOSFET cu canal indus lucrează exclusiv în regim de îmbogățire. Prin urmare, un dispozitiv cu canal *n* necesită o tensiune poartă-sursă pozitivă, iar pentru unul cu canal *p* este necesară o tensiune poartă-sursă negativă. Figura 8-40 prezintă graficele caracteristicilor de transfer pentru ambele tipuri de MOSFET cu canal indus. Observați că la V_{GS} = 0 nu există curent de drenă. Deci pentru un MOSFET cu canal indus parametrul I_{DSS} nu este semnificativ, ca în cazul unui JFET sau al unui MOSFET cu canal inițial. Mai trebuie remarcat că, teeoretic, nu există curent de drenă înainte ca V_{GS} să fi atins o anumită valoare nenulă, numită *tensiune de prag*, $V_{GS(prag)}$.



(a) cu canal *n* (b) cu canal *p*

FIGURA 8-40

Graficele caracteristicilor de transfer pentru MOSFET cu canal indus.

Ecuația curbelor parabolice ale caracteristicilor de transfer se deosebește de cea utilizată la JFET și MOSFET cu canal inițial, deoarece curbele pornesc de pe axa orizontală din punctul $V_{GS(prag)}$, în loc de $V_{GS(blocare)}$, și nu ajung să intersecteze axa verticală. Curba caracteristicii de transfer a unui MOSFET cu canal indus este descrisă de ecuația:

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2 \tag{8-4}$$

Constanta K depinde de tipul dispozitivului și se determină din datele de catalog astfel: se citește valoarea $I_{D(cond)}$ pentru V_{GS} dată și ambele se înlocuiesc în ecuația (8-4). În fig. 8-41 este prezentată o foaie de catalog pentru un tip obișnuit de MOSFET cu canal indus.

EXEMPLUL 8-14

Foaia de catalog din fig. 8-41 oferă următoarele informații referitoare la MOSFET cu canal indus, tip 2N7008: $I_{D(cond)}$ = 500 mA (minim) la V_{GS} = 10 V și $V_{GS(prag)}$ = 1 V. Calculați curentul de drenă la V_{GS} = 5 V.

Rezolvare

În primul rând se deduce K din ecuația (8-4):

$$K = \frac{I_{D(cond)}}{(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2} = \frac{500\,\text{mA}}{(10\,\text{V} - 1\,\text{V})^2} = \frac{500\,\text{mA}}{81\,\text{V}^2} = 6{,}17\,\text{mA/V}^2$$

Apoi, utilizând valoarea aflată pentru K, se calculează I_D la V_{GS} = 5 V.

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2 = (6{,}17\,\text{mA/V}^2)(5\,\text{V} - 1\,\text{V})^2 = \mathbf{98{,}7\,mA}$$

Exercițiu complementar Foaia de catalog a unui MOSFET cu canal indus pune la dispoziție următoarele date: $I_{D(cond)}$ = 100 mA la V_{GS} = 8 V și $V_{GS(prag)}$ = 4 V. Calculați I_D pentru V_{GS} = 6 V.

Precauții la manevrare

Toate dispozitivele de tip MOS se pot distruge foarte ușor din cauza descărcărilor electrostatice. Deoarece poarta unui MOSFET este izolată față de canal, rezistența de intrare este foarte mare (teoretic, infinită). La un MOSFET obișnuit, curentul rezidual de poartă, I_{GSS}, este de ordinul picoamperilor, pe când la un JFET obișnuit curentul invers de poartă se încadrează în domeniul nanoamperilor. Capacitatea de intrare apare ca o consecință a structurii izolate a porții. Capacitatea de intrare, împreună cu rezistența de intrare foarte mare formează un sistem în care sarcinile electrice în exces se acumulează cu ușurință, putând duce la deteriorarea dispozitivului. Pentru a evita distrugerile provocate de electricitatea statică, la manevrarea dispozitivelor MOSFET trebuie luate următoarele măsuri de precauție:

1. Dispozitivele MOS trebuie transportate și păstrate în ambalaje de material antistatic expandat.
2. Toate instrumentele și platformele de lucru metalice folosite la asamblare sau testare trebuie conectate la conductorul de împământare (al treilea conductor de la prizele de perete, de 220 V).
3. Persoana care asamblează sau manipulează dispozitive MOS trebuie să poarte la încheietura mâinii o brățară metalică legată la masă printr-un fir conductor având înseriat un rezistor de valoare mare.

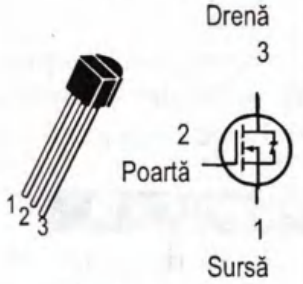
Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea drenă-sursă	V_{DSS}	60	V c.c.
Tensiunea drenă-poartă (R_{GS} = 1 MΩ)	V_{DGR}	60	V c.c.
Tensiunea poartă-sursă	V_{GS}	±40	V c.c.
Curentul de drenă			mA c.c.
Continuu	I_D	150	
Impulsuri	I_{DM}	1000	
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C	P_D	400	mW
Corectare peste 25°C cu		3,2	mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare	T_J, T_{stg}	–55 ...+150	°C

Caracteristici termice

Rezistența termică joncțiune – mediu ambiant	$R_{\theta JA}$	312,5	°C/W
Temperatura maximă a terminalelor la lipire, la 1,5 mm de capsulă, timp de 10 secunde	T_L	300	°C

2N7008
Capsulă 29-04, stil 22
TO-92 (TO-226AA)



TMOS FET
Tranzistor
cu canal *n*, cu îmbogățire

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Min.	Max.	Unit.
Caracteristici de blocare				
Tensiunea de străpungere drenă-sursă (V_{GS} = 0, I_D = 100 μA)	$V_{(BR)DSS}$	60	–	V c.c.
Curentul de drenă la tensiune zero pe poartă	I_{DSS}			μA c.c.
(V_{DS} = 50 V, V_{GS} = 0)		–	1,0	
(V_{DS} = 50 V, V_{GS} = 0, T_J = 125°C)		–	500	
Curent rezidual direct poartă-substrat (V_{GSF} = 30 V c.c., V_{DS} = 0)	I_{GSSF}	–	–100	nA c.c.
Caracteristici de conducție				
Tensiunea de prag pe poartă (V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 μA)	$V_{GS(prag)}$	1,0	2,5	V c.c.
Rezistența drenă-sursă de conducție în c.c.	$r_{DS(cond)}$			Ω
(V_{GS} = 5,0 V c.c., I_D = 50 A c.c.)		–	7,5	
(V_{GS} = 10 V c.c., I_D = 500 mA c.c., T_C = 125°C)		–	13,5	
Tensiunea drenă-sursă în conducție	$V_{DS(on)}$			V c.c.
(V_{GS} = 5,0 V, I_D = 50 mA)		–	1,5	
(V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA)		–	3,75	
Curentul de drenă în conducție (V_{GS} = 10 V, $V_{DS} \geq 2{,}0V_{D(cond)}$)	$I_{D(cond)}$	500	–	mA
Transconductanța directă ($V_{DS} \geq 2{,}0V_{DS(cond)}$, I_D = 200 mA)	g_{fs}	80	–	μS
Caracteristici dinamice				
Capacitatea de intrare (V_{DS} = 25 V, V_{GS} = 0	C_{iss}	–	50	pF
Capacitatea de ieșire f = 1,0 MHz)	C_{oss}	–	25	
Capacitatea de transfer invers	C_{rss}	–	5,0	
Caracteristici de comutație				
Întârziere la comutarea directă (V_{DD} = 30 V, I_D = 200 mA	t_{on}	–	20	ns
Întârziere la comutarea inversă R_{gen} = 25 Ω, $R_{sarcină}$ = 150 Ω)	t_{off}	–	20	

FIGURA 8-41

Foaie de catalog pentru MOSFET cu canal indus n 2N7008 (construcție TMOS).

4. Dispozitivele MOS (ca și orice alt dispozitiv, de altfel) nu trebuie desprinse niciodată din circuit când acesta se află încă sub tensiune.
5. Nu este permisă aplicarea unui semnal de intrare când circuitul nu este alimentat cu c.c.

SECȚIUNEA 8-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este deosebirea constructivă majoră între un MOSFET cu canal inițial și unul cu canal indus?
2. Numiți doi parametri caracteristici unui MOSFET cu canal indus, dar care nu caracterizează un MOSFET cu canal inițial.
3. Ce sunt descărcările electrostatice?

8-6 POLARIZAREA DISPOZITIVELOR MOSFET

În această secțiune vom studia trei modalități de polarizare a unui MOSFET: polarizarea la zero, polarizarea prin divizor de tensiune și polarizarea cu reacție în drenă. Știți, desigur, cât de importantă este polarizarea pentru circuitele de amplificare, pe care le vom studia în capitolul următor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați și să analizați circuitele de polarizare a dispozitivelor MOSFET

- ▶ Să descrieți modul de polarizare la zero a unui MOSFET cu canal inițial
- ▶ Să analizați un circuit cu MOSFET polarizat la zero
- ▶ Să descrieți modul de polarizare prin divizor de tensiune a unui MOSFET cu canal indus
- ▶ Să descrieți modul de polarizare cu reacție în drenă a unui MOSFET cu canal indus

Polarizarea dispozitivelor MOSFET cu canal inițial

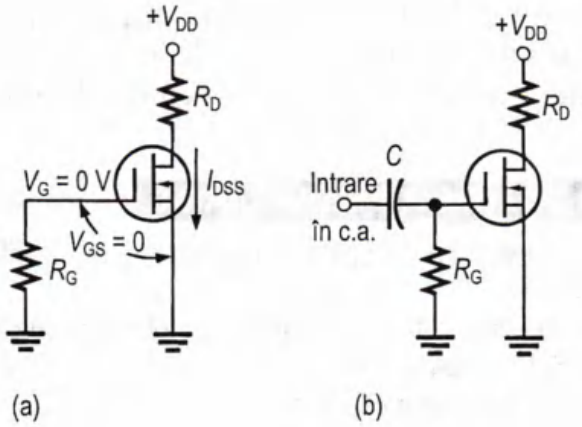
Amintiți-vă că un MOSFET cu canal inițial poate lucra la tensiuni V_{GS} atât pozitive, cât și negative. O metodă simplă de polarizare este fixarea la $V_{GS} = 0$, astfel că semnalul de c.a. aplicat pe poartă duce la variația în ambele sensuri a tensiunii poartă-sursă, în jurul acestui punct de polarizare. Un astfel de circuit este prezentat în fig. 8-42(a). Pentru $V_{GS} = 0$, $I_D = I_{DSS}$, cum se observă. Tensiunea drenă-sursă are expresia:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS}R_D$$

Rolul rezistorului R_G este acela de a împiedica scurtcircuitarea la masă a semnalului de intrare în c.a., ca în fig. 8-42(b). R_G nu influențează punctul de funcționare la polarizarea cu tensiune zero între poartă și sursă, întrucât nu există curent continuu de poartă.

FIGURA 8-42

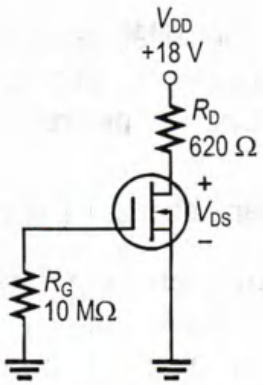
MOSFET cu canal inițial, polarizat la zero.



EXEMPLUL 8-15

Calculați tensiunea drenă-sursă pentru circuitul din fig. 8-43. Din foaia de catalog pentru MOSFET se cunosc $V_{GS(blocare)} = -8$ V și $I_{DSS} = 12$ mA.

FIGURA 8-43



Rezolvare

Știind că $I_D = I_{DSS} = 12$ mA, tensiunea drenă-sursă se calculează astfel:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS}R_D = 18\,\text{V} - (12\,\text{mA})(620\,\Omega) = \mathbf{10{,}6\,V}$$

Exercițiu complementar Calculați V_{DS} pentru circuitul din fig. 8-43 știind că $V_{GS(blocare)} = -10$ V și $I_{DSS} = 20$ mA.

Polarizarea dispozitivelor MOSFET cu canal indus

Amintiți-vă că, la un MOSFET cu canal indus, V_{GS} trebuie să fie mai mare decât o anumită valoare de prag, deci polarizarea la zero nu poate fi utilizată. Figura 8-44 prezintă două modalități de polarizare a unui MOSFET cu canal indus (dar care pot fi folosite și pentru dispozitivele cu canal inițial). Pentru exemplificare am ales un MOSFET cu canal *n*. În ambele configurații – cu divizor de tensiune și cu reacție în drenă – se urmărește ca tensiunea poartă-sursă să depășească $V_{GS(prag)}$ cu o valoare pozitivă. Ecuațiile aplicate în analiza circuitului de polarizare prin divizor de tensiune din fig. 8-44(a) sunt:

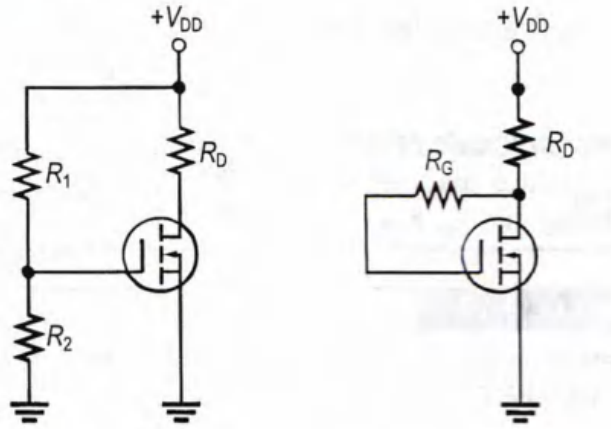
$$V_{GS} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)V_{DD}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$

unde $I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2$, din ecuația (8-4).

FIGURA 8-44

Configurațiile de polarizare a unui MOSFET cu canal indus.



(a) Polarizare prin divizor de tensiune

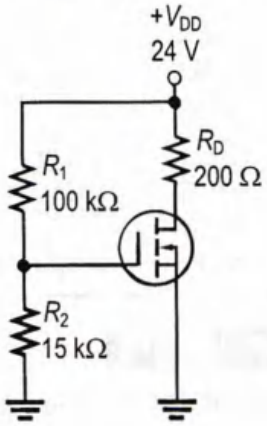
(b) Polarizare cu reacție în drenă

În circuitul de polarizare cu reacție în drenă din fig. 8-44(b), curentul de poartă este neglijabil și, ca atare, nu există cădere de tensiune pe R_G. De aceea, $V_{GS} = V_{DS}$.

EXEMPLUL 8-16

Calculați V_{GS} și V_{DS} pentru circuitul cu MOSFET cu canal indus din fig. 8-45. Pentru dispozitivul folosit se consideră valorile minime $I_{D(cond)} = 200$ mA la $V_{GS} = 4$ V și $V_{GS(prag)} = 2$ V.

FIGURA 8-45



Rezolvare

$$V_{GS} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{DD} = \left(\frac{15\,\text{k}\Omega}{115\,\text{k}\Omega}\right) 24\,\text{V} = \mathbf{3{,}13\,V}$$

Se calculează K din ecuația (8-4), utilizând valoarea minimă a $I_{D(cond)}$, astfel:

$$K = \frac{I_{D(cond)}}{(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2} = \frac{200\,\text{mA}}{(4\,\text{V} - 2\,\text{V})^2} = \frac{200\,\text{mA}}{4\,\text{V}^2} = 50\,\text{mA/V}^2$$

Apoi se calculează I_D pentru $V_{GS} = 3{,}13$ V.

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2 = (50\,mA/V^2)(3{,}13\,V)^2$$
$$= (50\,mA/V^2)(1{,}13\,V)^2 = 63{,}8\,mA$$

În fine, se calculează V_{DS}.

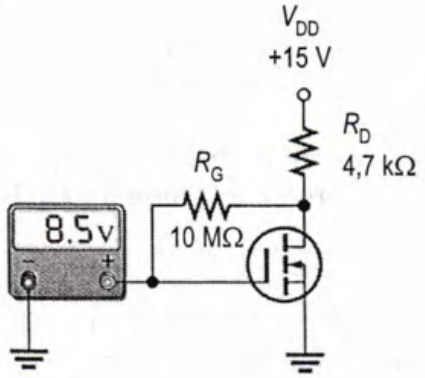
$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 24\,V - (63{,}8\,mA)(200\,\Omega) = \mathbf{11{,}2\,V}$$

Exercițiu complementar Determinați V_{GS} și V_{DS} pentru valoarea maximă de catalog a $V_{GS(prag)}$, dacă dispozitivul MOSFET din fig. 8-45 este de tipul 2N7008. Consultați foaia de catalog din fig. 8-41.

EXEMPLUL 8-17

Determinați intensitatea curentului de drenă pentru circuitul din fig. 8-46. Pentru acest MOSFET, $V_{GS(prag)} = 3$ V.

FIGURA 8-46



Rezolvare

Aparatul de măsură indică $V_{GS} = 8{,}5$ V. Circuitul are reacție în drenă, deci $V_{DS} = V_{GS} = 8{,}5$ V.

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D} = \frac{15\,V - 8{,}5\,V}{4{,}7\,k\Omega} = \mathbf{1{,}38\,mA}$$

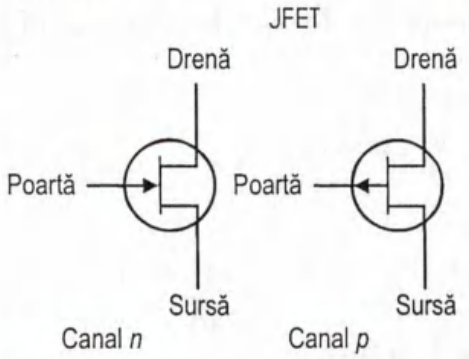
Exercițiu complementar Determinați I_D dacă aparatul de măsură din fig. 8-46 indică 5 V.

SECȚIUNEA 8-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În cazul unui MOSFET cu canal inițial, polarizat la $V_{GS} = 0$, curentul de drenă este egal cu zero, cu I_{GSS} sau cu I_{DSS}?
2. Pentru ca un MOSFET cu canal indus *n*, având $V_{GS(prag)} = 2$ V, să intre în conducție, care trebuie să fie valoarea minimă a V_{GS}?

Tranzistoare cu efect de câmp – rezumat

JFET



- Joncțiunea poartă-sursă trebuie polarizată invers.
- V_{GS} comandă I_D.
- Valoarea V_{DS} începând de la care I_D devine constant se numește tensiune de strangulare.
- Valoarea V_{GS} începând de la care I_D devine zero se numește tensiune de blocare, $V_{GS(blocare)}$.
- I_{DSS} este curentul de drenă la $V_{GS} = 0$.
- Caracteristica de transfer:

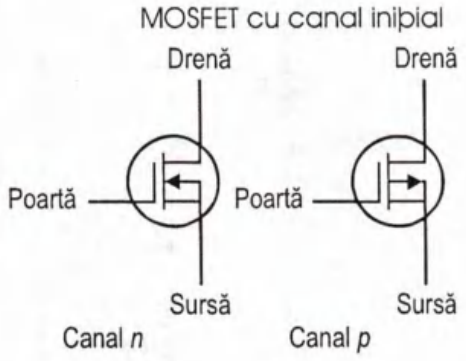
$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$$

- Transconductanța directă:

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS(blocare)}|}$$

MOSFET cu canal inițial



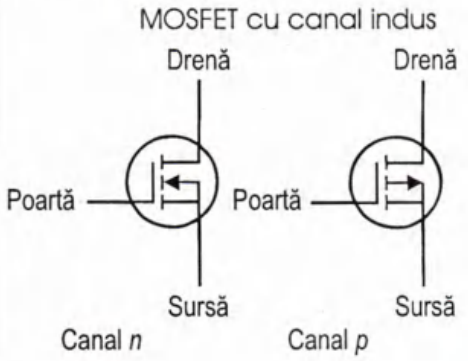
Cu excepția faptului că poate lucra în regim de îmbogățire, caracteristicile unui MOSFET sunt similare cu cele ale unui JFET.

- *Regimul de sărăcire:*
  - cu canal *n*: V_{GS} negativă
  - cu canal *p*: V_{GS} pozitivă
- *Regimul de îmbogățire:*
  - cu canal *n*: V_{GS} pozitivă
  - cu canal *p*: V_{GS} negativă
- V_{GS} comandă I_D.
- Valoarea V_{GS} începând de la care I_D devine zero se numește tensiune de blocare, $V_{GS(blocare)}$.
- I_{DSS} este curentul de drenă la $V_{GS} = 0$.
- Caracteristica de transfer:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$$

▶▶▶

MOSFET cu canal indus



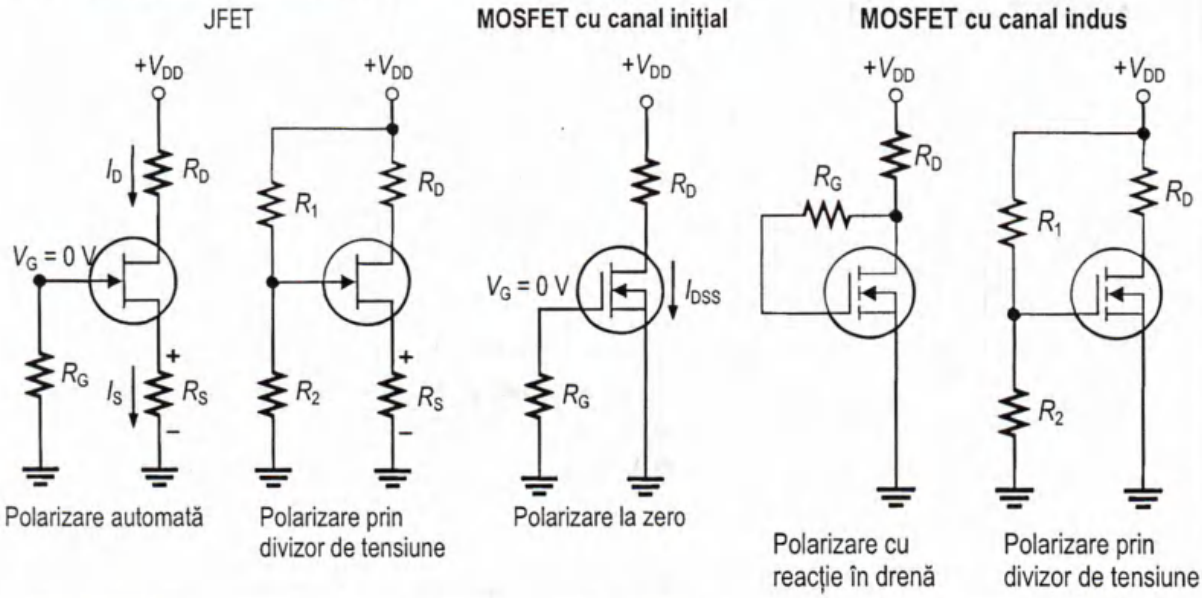
Nu lucrează în regim de sărăcire, iar caracteristicile sunt diferite față de cele ale unui MOSFET cu canal inițial.

- *Regimul de îmbogățire:*
  - cu canal *n*: V_{GS} pozitivă
  - cu canal *p*: V_{GS} negativă
- V_{GS} comandă I_D.
- Valoarea V_{GS} începând de la care apare I_D se numește tensiune de prag, $V_{GS(prag)}$.
- Caracteristica de transfer:

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2$$

- K din formula de mai sus se calculează înlocuind I_D cu $I_{D(cond)}$ din foaia de catalog și V_{GS} cu valoarea din catalog pentru care este dat $I_{D(cond)}$.

Polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp (polaritățile tensiunilor şi sensurile curenților se inversează la dispozitivele cu canal *p*)



8-7 DEPANARE

În această secțiune vom prezenta câteva defecte ce apar frecvent în unele circuite cu tranzistoare cu efect de câmp, precum și cauzele lor probabile.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să depanați circuite cu tranzistoare cu efect de câmp

- Să depanați circuite cu JFET cu polarizare automată
- Să depanați circuite cu MOSFET cu polarizare la zero

Defectele circuitelor cu JFET cu polarizare automată

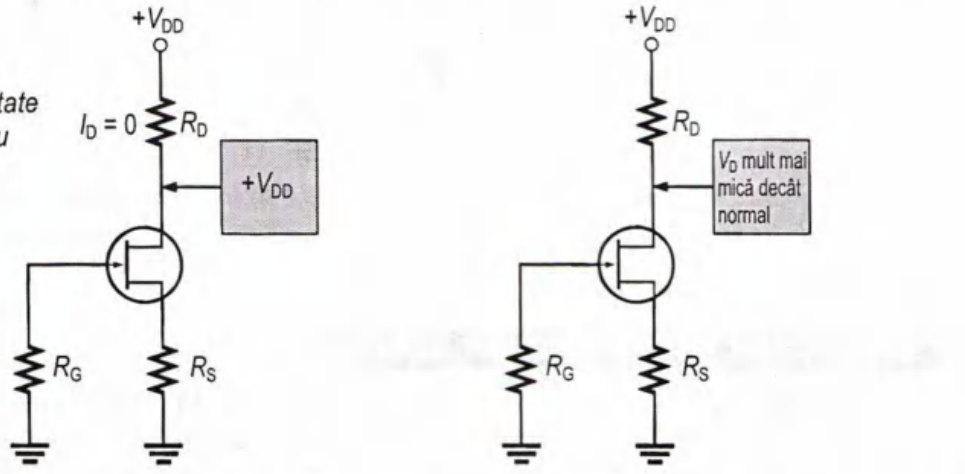
Simptomul 1: $V_D = V_{DD}$ În acest caz, curentul de drenă trebuie să fie zero, deoarece pe R_D nu există cădere de tensiune, cum se observă în fig. 8-47(a). Ca la orice alt circuit, este bine să căutăm mai întâi defecte vizibile, ca terminale dezlipite sau rezistoare înnegrite. Apoi întrerupem alimentarea și măsurăm rezistoarele pe care le suspectăm că ar putea fi întrerupte. Dacă sunt în stare bună, este probabil să se fi defectat dispozitivul JFET. Iată defectele ce pot produce acest simptom:

1. R_S nu este conectat la masă
2. R_S este întrerupt
3. Conexiunea terminalului de drenă este întreruptă
4. Conexiunea terminalului de sursă este întreruptă
5. JFET este întrerupt intern între drenă și sursă

Simptomul 2: V_D este mult mai mică decât valoarea normală În acest caz, excluzând varianta în care tensiunea de alimentare este mai mică decât valoarea necesară, curentul de drenă trebuie să fie mult mai mare decât valoarea normală din cauză că pe R_D cade prea multă tensiune. Situația este prezentată în fig. 8-47(b). Acest simptom poate fi consecința unuia dintre următoarele defecte:

FIGURA 8-47

Două simptome prezentate de un circuit cu JFET cu polarizare automată.



(a) Tensiunea din drenă este egală cu tensiunea de alimentare

(b) Tensiunea din drenă este mult sub valoarea normală

1. R_G este întrerupt
2. Conexiunea terminalului de poartă este întreruptă
3. JFET este întrerupt intern la poartă

Oricare dintre aceste defecte duce la dispariția regiunii golite din JFET și la lărgirea canalului, iar curentul de drenă rămâne limitat doar de R_D, R_S și de mica rezistență a canalului.

Defecte ale circuitelor cu MOSFET cu canal inițial și cu canal indus

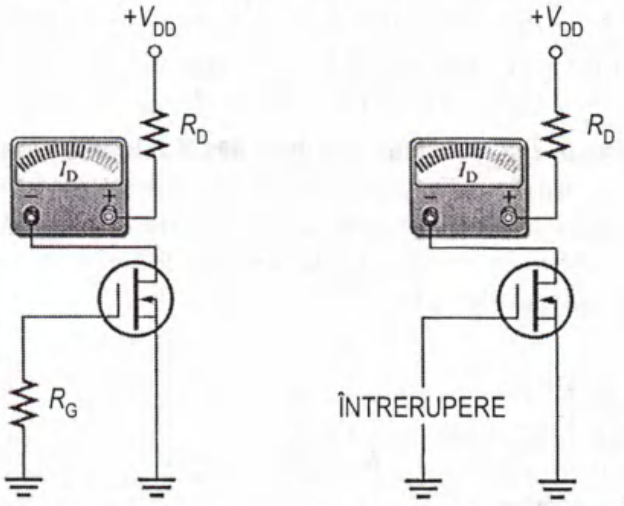
Unul dintre defectele cele mai dificil de depistat este întreruperea porții la un MOSFET cu canal inițial, polarizat la zero, sau la unul cu canal indus, polarizat cu reacție în drenă. În primul caz, tensiunea poartă-sursă rămâne zero și după întreruperea porții; din această cauză, intensitatea curentului de drenă nu se schimbă, iar circuitul de polarizare pare să funcționeze normal, ca în fig. 8-48.

În circuitul de polarizare prin divizor de tensiune al unui MOSFET cu canal indus, întreruperea rezistorului R_1 face ca tensiunea pe poartă să devină zero. Din această cauză, tranzistorul se blochează și se comportă ca un întrerupător deschis, deoarece pentru aducerea lui în conducție este necesară o tensiune poartă-sursă care să depășească valoarea de prag, mai mare ca zero. Situația este ilustrată în fig. 8-49(a).

Dacă se întrerupe R_2, tensiunea pe poartă devine $+V_{DD}$, rezistența canalului este foarte mică și dispozitivul se comportă, cu aproximație, ca un întrerupător închis. Curentul de drenă mai este limitat doar de R_D. Este situația din fig. 8-49(b).

FIGURA 8-48

O întrerupere în circuitul de poartă al unui MOSFET cu canal inițial nu produce modificarea valorii I_D.



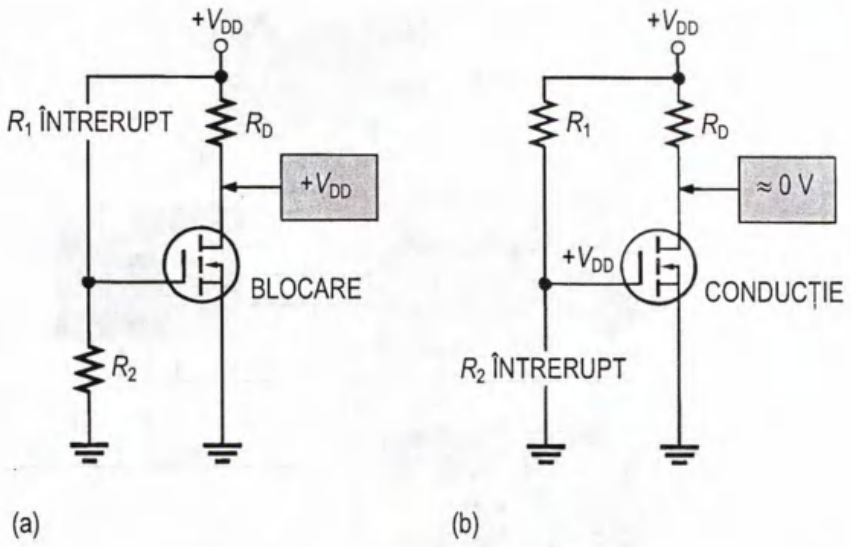
(a) Funcționare normală

(b) Circuit de poartă întrerupt (extern sau intern)

SECȚIUNEA 8-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În circuitul de polarizare automată al unui JFET, tensiunea din drenă este egală cu V_{DD}. Dacă dispozitivul este în bună stare, care sunt defectele posibile?
2. De ce nu se modifică valoarea curentului de drenă la întreruperea circuitului de poartă al unui MOSFET cu canal inițial, polarizat la zero?
3. Ce valoare va avea tensiunea din drenă dacă poarta unui MOSFET cu canal indus, polarizat prin divizor de tensiune, este scurtcircuitată la masă?

FIGURA 8-49
Defecte în circuitul de polarizare prin divizor de tensiune al unui MOSFET cu canal indus.



8-8 APLICAȚIE PRACTICĂ

Aplicația de față are ca obiect aparatura electronică aferentă unei instalații de tratare a apelor reziduale. Vi s-a încredințat responsabilitatea evaluării circuitelor ce deservesc o instalație de neutralizare a apelor reziduale. Deși se folosesc atât circuite digitale, cât și analogice, trebuie să vă concentrați atenția asupra cartelei cu circuitul senzorilor de pH. Veți aplica, în acest scop, cunoștințele acumulate în capitolul de față.

Instalația de neutralizare a apelor reziduale

Principiul de funcționare Schema bloc a instalației de neutralizare a apelor reziduale este prezentată în fig. 8-50. Sistemul electronic măsoară și reglează pH-ul apelor reziduale. pH-ul este o măsură a acidității sau alcalinității unei soluții. Valoarea lui variază de la 0, pentru acizii cei mai tari, până la 14, pentru cele mai tari soluții alcaline, trecând prin 7 – valoarea caracteristică soluțiilor neutre. De obicei, apele reziduale nu sunt puternic acide sau alcaline, deci, în cazul nostru, pH-ul se va încadra în domeniul 2 ... 11. pH-ul apei se măsoară cu senzori montați la intrarea și la ieșirea cuvei de neutralizare, precum și la ieșirea cuvei de filtrare, unde pH-ul trebuie să aibă valoarea 7, corespunzătoare unei soluții neutre.

Senzorul de pH produce o mică tensiune, proporțională cu pH-ul lichidului în care este introdus. Tensiunea de la ieșirea fiecărui senzor de pH se aplică pe poarta câte unui MOSFET de pe cartela cu circuitul senzorilor de pH. Mica tensiune provenită de la ieșirea senzorului și aplicată pe poartă comandă curentul de drenă, care generează în drenă o tensiune de ieșire invers proporțională cu cea aplicată pe poartă, dar cu amplitudine mai mare. Rezistoarele din drenă sunt reglabile (reostate), pentru ca fiecare circuit să poată fi etalonat separat astfel încât toate tensiunile de ieșire să fie egale la valori egale de pH. Acest lucru este necesar deoarece caracteristicile variază foarte mult de la un MOSFET la altul.

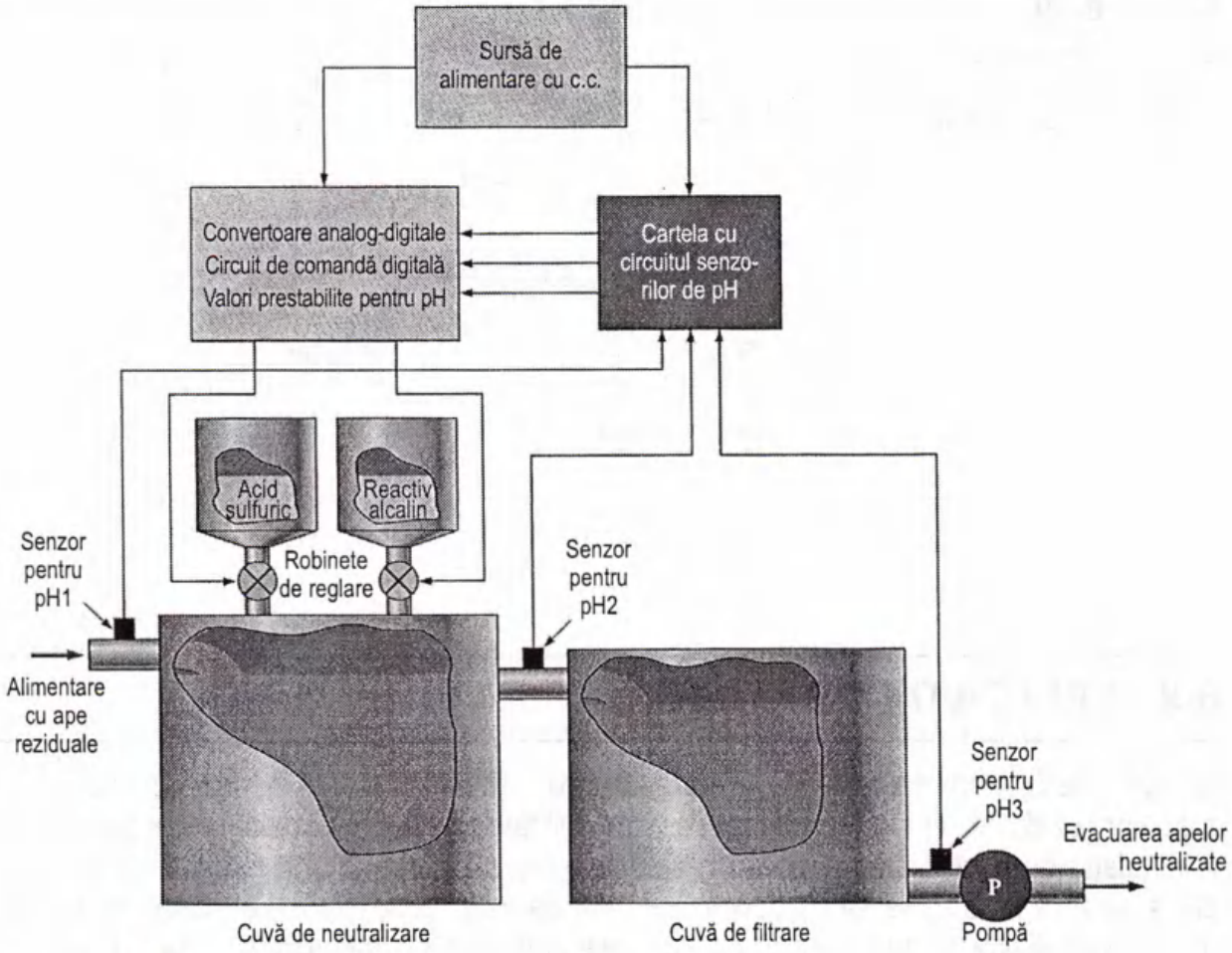


FIGURA 8-50

Schema bloc a instalației de neutralizare a apelor reziduale

Tensiunile de la ieșirea dispozitivelor MOSFET sunt aplicate convertoarelor analog-digitale și circuitului de comandă digitală. În funcție de valorile digitale ale pH-ului, circuitul de comandă ia decizia de a se adăuga în apă fie acid sulfuric, fie reactiv alcalin, calculând și cantitatea necesară. Același circuit comandă funcționarea robinetelor de reglare astfel încât să lase să treacă spre cuvă cantitatea respectivă de substanță, pentru a se obține un nivel satisfăcător al pH-ului. Valorile digitale ale pH-ului sunt transmise, de asemenea, către un panou de afișare, pentru a permite urmărirea lor vizuală.

Cartela cu circuitul imprimat

- Documentația sistemului este incompletă, iar schema cartelei cu circuitele senzorilor de pH lipsește. Tranzistoarele sunt de tipul 2N3797.
- Urmărind cartela cu circuitul imprimat din fig. 8-51, ridicați schema și etichetați componentele. Pe cealaltă față a cartelei se mai află două conexiuni, realizate prin fire conductoare.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

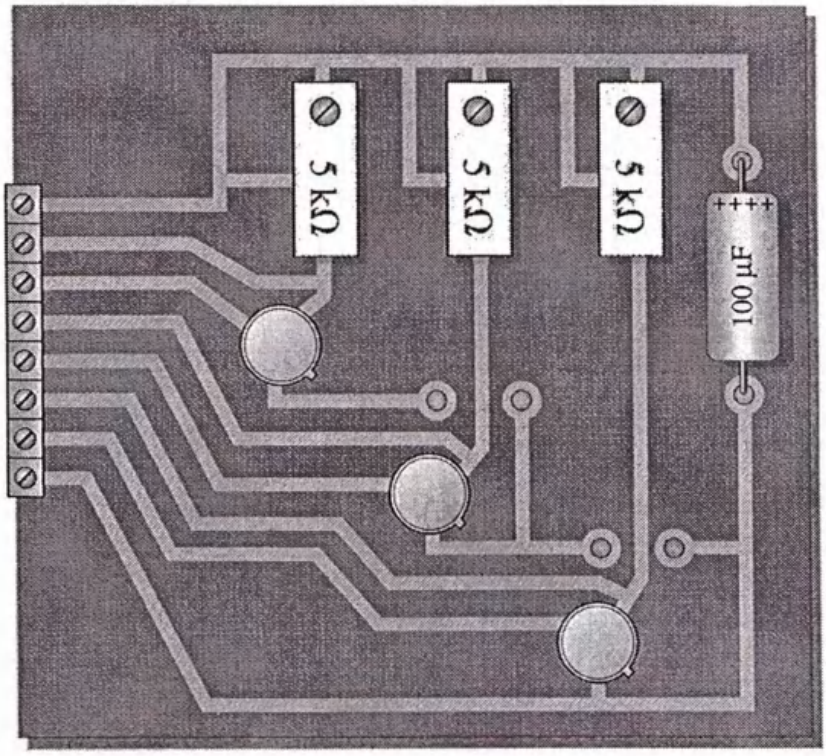


FIGURA 8-51

Cartela cu circuitul senzorilor de pH.

Analiza circuitelor senzorilor de pH

Veți avea în vedere fragmentul de foaie de catalog din fig. 8-52 și caracteristica senzorilor de pH din fig. 8-53.

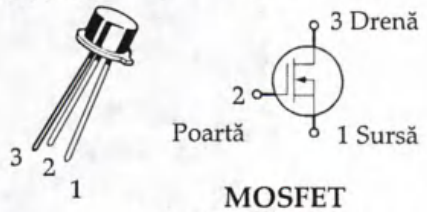
- Calculați rezistența de intrare pentru dispozitivele MOSFET cu canal inițial din fiecare circuit.
- Determinați rezistențele minimă, tipică și maximă la care trebuie reglate reostatele din fiecare circuit pentru ca tensiunea continuă din drenă să fie de +7 V pentru soluția neutră (pH = 7). Tensiunea continuă, stabilizată, de alimentare este de +15 V.
- Determinați plaja tensiunilor de ieșire (din drenă) pentru o variație cuprinsă între –500 mV și +500 mV a tensiunii primite de la senzori. Ce plajă de valori ale pH-ului acoperă această variație? Folosiți pentru MOSFET valorile tipice din foaia de catalog.

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea drenă-sursă	V_{DS}		V c.c.
2N3796		25	
2N3797		20	
Tensiunea poartă-sursă	V_{GS}	±10	V c.c.
Curentul de drenă	I_D	20	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C	P_D	200	mW
Corectare peste 25°C cu		1,14	mW/°C
Domeniul de temperatură pentru joncțiune	T_J	+175	°C
Domeniul de temperatură pentru stocare	T_{stg}	–65 ...+200	°C

2N3796
2N3797

Capsulă 22-03, stil 2
TO-18 (TO-206AA)

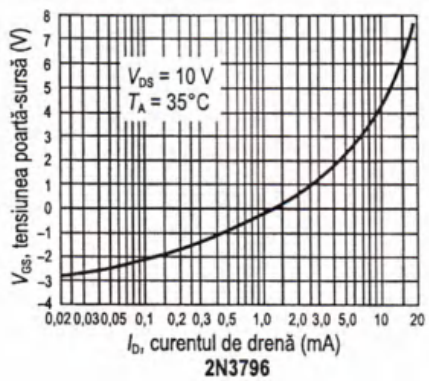


MOSFET
Aplicații audio de mică putere cu canal *n*, cu sărăcire

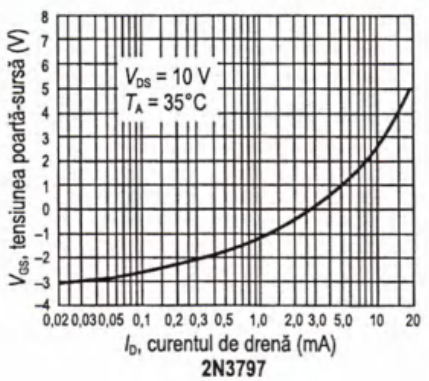
Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip.	Max.	Unit.
Caracteristici de blocare					
Tensiunea de străpungere drenă-sursă	$V_{(BR)DSX}$				V c.c.
(V_{GS} = –4,0 V, I_D = 5,0 μA) 2N3796		25	30	–	
(V_{GS} = –7,0 V, I_D = 5,0 μA) 2N3797		20	25	–	
Curentul invers de poartă	I_{GSS}				pA c.c.
(V_{GS} = –10 V, V_{DS} = 0)		–	–	1,0	
(V_{GS} = –10 V, V_{DS} = 0, T_A = 150°C)		–	–	200	
Tensiunea poartă-drenă de blocare	$V_{GS(blocare)}$				V c.c.
(I_D = 0,5 μA, V_{DS} = 10 V) 2N3796		–	–3,0	–4,0	
(I_D = 2,0 μA, V_{DS} = 10 V) 2N3797		–	–5,0	–7,0	
Curentul invers drenă-poartă (V_{DG} = 10 V, I_S = 0)	I_{DGO}	–	–	1,0	pA c.c.
Caracteristici de conducție					
Curentul de drenă la tensiune zero pe poartă	I_{DSS}				mA c.c.
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0) 2N3796		0,5	1,5	3,0	
2N3797		2,0	2,9	6,0	
Curentul de drenă în conducție	$I_{D(conducție)}$				mA c.c.
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = +3,5 V) 2N3796		7,0	8,3	14	
2N3797		9,0	14	18	
Caracteristici de semnal mic					
Admitanța de transfer direct	$\|y_{fs}\|$				μS
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz) 2N3796		900	1200	1800	
2N3797		1500	2300	3000	
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, *f* =1,0 MHz) 2N3796		900	–	–	
2N3797		1500	–	–	
Admitanța de ieșire	$\|y_{os}\|$				μS
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 kHz) 2N3796		–	12	25	
2N3797		–	27	60	
Capacitatea de intrare	C_{iss}				pF
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, *f* =1,0 MHz) 2N3796		–	5,0	7,0	
2N3797		–	6,0	8,0	
Capacitatea de transfer invers (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, *f* =1,0 kHz)	C_{rss}	–	0,5	0,8	pF
Caracteristici funcționale					
Factorul de zgomot (V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 kHz, R_S = 3 MΩ)	*NF*	–	3,8	–	dB

FIGURA 8-52
Fragment de foaie de catalog pentru MOSFET cu canal inițial 2N3797.



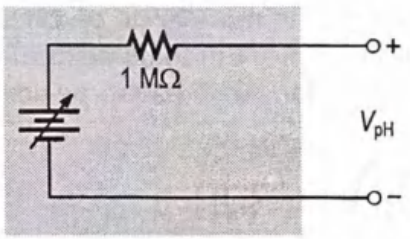
2N3796



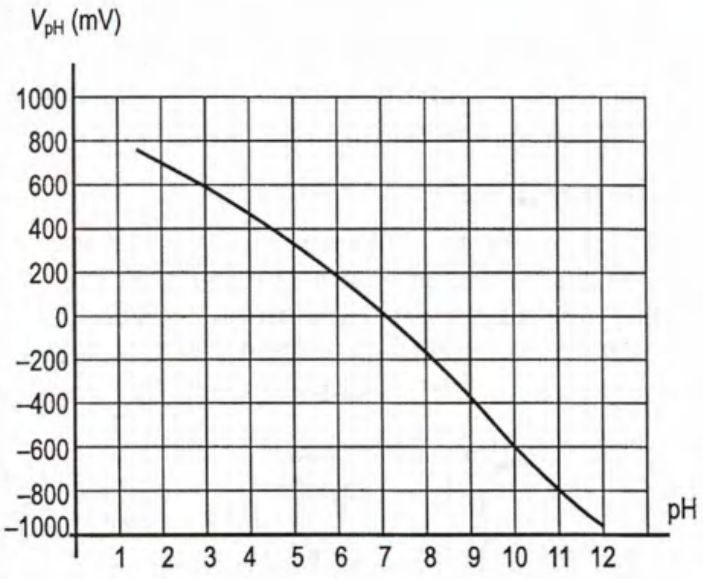
2N3797

FIGURA 8-53

Circuitul echivalent şi caracteristica de ieşire pentru senzorii de pH.



(a) Circuitul echivalent (polaritatea tensiunii este reversibilă)



(b) Tensiunea de ieşire în funcție de nivelul pH-ului

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cu circuitele senzorilor de pH, folosind punctele de măsură (cerculețele numerotate) indicate, la bancul de testare prezentat în fig. 8-54. Considerați că aveți la dispoziție soluții de probă cu valori ale pH-ului cuprinse între 2 și 11.

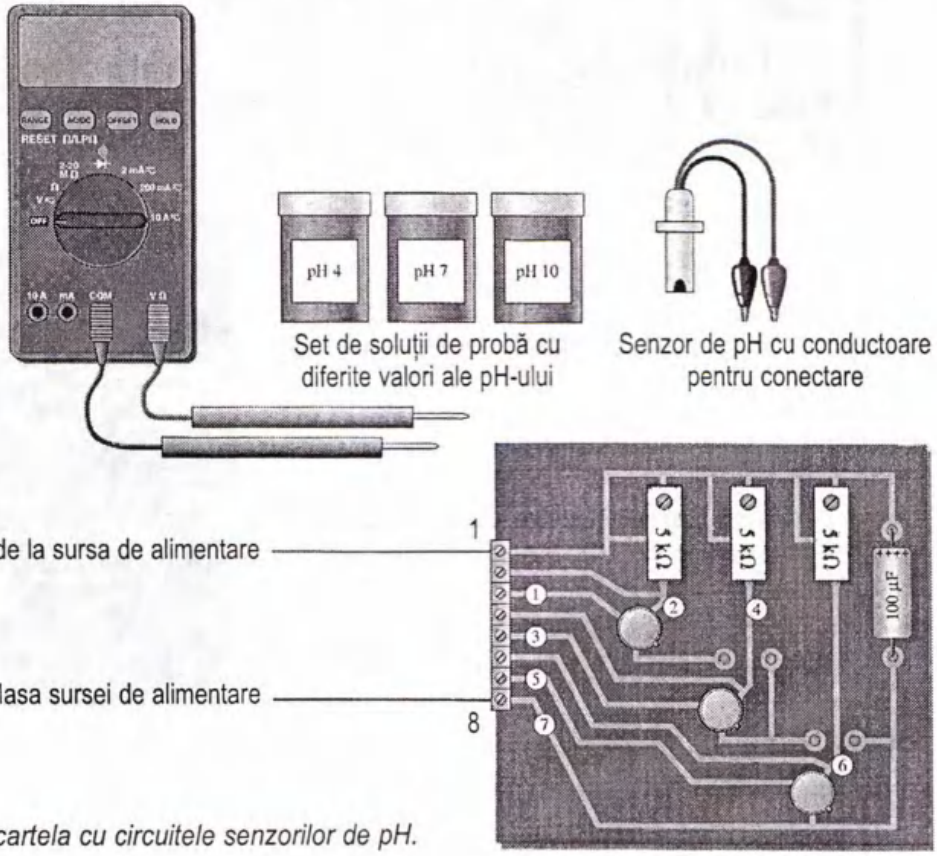


FIGURA 8-54

Bancul de testare pentru cartela cu circuitele senzorilor de pH.

- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate. Țineți cont de influența rezistenței de intrare de 10 MΩ, a multimetrului digital.
- Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

Depanarea

Două cartele au avut probleme. Ținând seama de succesiunea măsurătorilor de la bancul de testare, stabiliți defectul cel mai probabil pentru fiecare cartelă din fig. 8-55. Cerculețele numerotate desemnează conexiunile cu punctele de măsură de pe cartelă. Se consideră că dispozitivele MOSFET se încadrează în valorile tipice din foaia de catalog. De asemenea, se consideră că s-a efectuat etalonarea circuitelor, dar nu vă bazați pe aceasta.

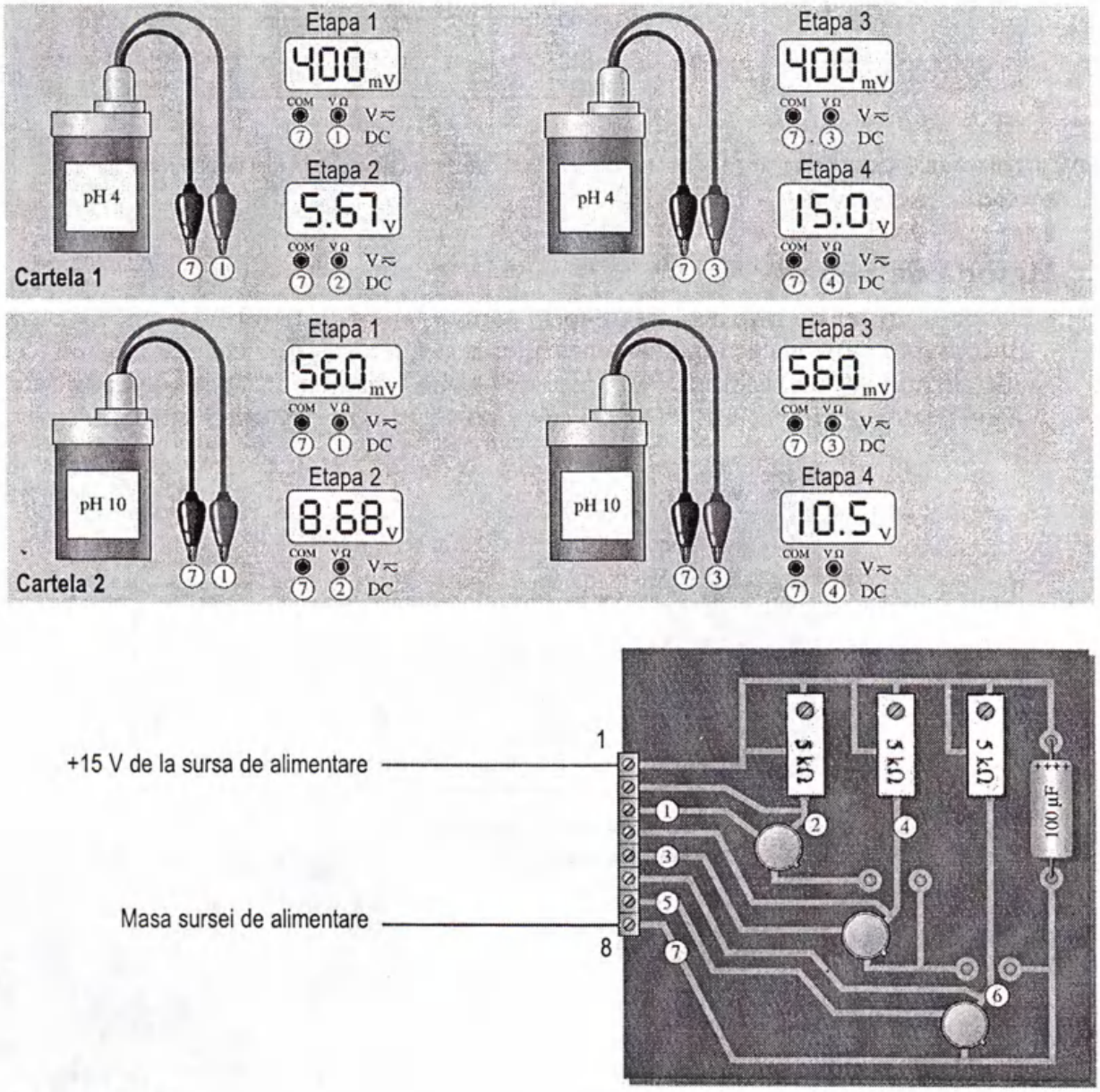


FIGURA 8-55

Rezultatele testării a două cartele cu circuitele defecte.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitele senzorilor de pH, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele două cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema pentru fiecare cartelă cu circuitul defect.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Tranzistoarele cu efect de câmp sunt dispozitive unipolare (cu purtători de sarcină de un singur tip).

■ Cele trei terminale ale tranzistoarelor cu efect de câmp sunt: sursa, drena și poarta.

■ Un JFET lucrează cu o joncțiune *pn* (poartă-sursă) polarizată invers.

■ Rezistența mare de intrare a unui JFET se datorează faptului că joncțiunea poartă-sursă este polarizată invers.

■ Polarizarea inversă a unui JFET produce o regiune sărăcită în interiorul canalului, aceasta ducând la creșterea rezistenței canalului.

■ În cazul unui JFET cu canal *n*, V_{GS} poate varia de la zero, prin valori negative, până la tensiunea de blocare, $V_{GS(blocare)}$. La un JFET cu canal *p*, V_{GS} poate varia de la zero, prin valori pozitive, până la $V_{GS(blocare)}$.

■ I_{DSS} este curentul constant de drenă la $V_{GS} = 0$. Afirmația este valabilă și pentru dispozitivele MOSFET cu canal inițial.

■ Tranzistoarele cu efect de câmp sunt denumite uneori *dispozitive de gradul al doilea* deoarece I_D este o funcție de gradul al doilea de V_{GS}.

■ Spre deosebire de dispozitivele JFET și MOSFET cu canal inițial, MOSFET cu canal indus nu funcționează la $V_{GS} = 0$ V.

■ Punctul central de polarizare pentru un JFET se află la $I_D = I_{DSS}/2$, obținându-se pentru $V_{GS} \cong V_{GS(blocare)}/3{,}4$.

■ La polarizarea prin divizor de tensiune a unui JFET se obține un PSF mult mai stabil decât la polarizarea automată.

■ Deosebirea dintre un MOSFET și un JFET constă în faptul că, la MOSFET, poarta este izolată față de canal printr-un strat de SiO_2, pe când la JFET separarea se face printr-o joncțiune *pn*.

■ Un MOSFET cu canal inițial (cu regim de sărăcire) poate lucra la o tensiune poartă-sursă egală cu zero, pozitivă sau negativă.

■ La un MOSFET cu canal inițial, canalul există fizic, între drenă și sursă.

■ La un MOSFET cu canal inițial *n*, V_{GS} negativă impune regimul de sărăcire, iar V_{GS} pozitivă, pe cel de îmbogățire.

■ La un MOSFET cu canal indus (cu regim de îmbogățire), canalul nu există fizic.

■ Într-un MOSFET cu regim de îmbogățire, canalul se induce prin aplicarea unei tensiuni V_{GS} ce depășește o valoare de prag, $V_{GS(prag)}$.

■ Punctul central de polarizare pentru un MOSFET cu canal inițial se află la $I_D = I_{DSS}$, fiind obținut pentru $V_{GS} = 0$.

■ Pentru un MOSFET cu canal indus, parametrul I_{DSS} nu are nici o semnificație.

■ În cazul unui MOSFET cu canal indus n, $V_{GS(prag)}$ este pozitivă. Pentru un MOSFET cu canal indus p, $V_{GS(prag)}$ este negativă.

■ LD MOSFET, VMOSFET și TMOS sunt variante tehnologice de MOSFET cu canal indus, concepute pentru putere disipată mai mare decât a celor convenționale.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Canal Calea conductoare între drenă și sursă la tranzistoarele cu efect de câmp.

Drenă Unul dintre cele trei terminale ale unui tranzistor cu efect de câmp, analog colectorului unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Îmbogățire Referitor la un MOSFET – procesul de generare a unui canal sau de creștere a conductivității acestuia prin adăugarea de purtători de sarcină.

MOSFET Tranzistor cu efect de câmp de tipul metal-oxid-semiconductor; una dintre cele două mari categorii de tranzistoare cu efect de câmp; se întâlnește uneori sub denumirea „tranzistor cu poartă izolată (IGFET)".

Poartă Unul dintre cele trei terminale ale unui tranzistor cu efect de câmp, analog bazei unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Sărăcire Referitor la un MOSFET – procesul de îndepărtare a purtătorilor de sarcină din canal, în urma căruia conductivitatea acestuia scade.

Sursă Unul dintre cele trei terminale ale unui tranzistor cu efect de câmp, analog emitorului unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Tensiune de blocare Valoarea tensiunii poartă-sursă pentru care curentul de drenă devine aproximativ zero.

Tensiune de strangulare Valoarea tensiunii drenă-sursă a unui tranzistor cu efect de câmp, începând de la care curentul de drenă rămâne constant dacă tensiunea poartă-sursă este zero.

Transconductanță (g_m) Raportul dintre variația curentului de drenă și variația tensiunii poartă-sursă la un tranzistor cu efect de câmp.

Tranzistor cu efect de câmp (FET, TEC) Tip de tranzistor unipolar, comandat în tensiune, în care curentul este comandat de către un câmp electric indus.

Tranzistor cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET) Una dintre cele două mari categorii de tranzistoare cu efect de câmp.

■ FORMULE DE BAZĂ

(8-1) $$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$$ Caracteristica de transfer pentru JFET și MOSFET cu canal inițial

(8-2) $$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)$$ Transconductanța

(8-3) $g_{m0} = \dfrac{2I_{DSS}}{|V_{GS(blocare)}|}$ Transconductanța la $V_{GS} = 0$

(8-4) $I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2$ Caracteristica de transfer pentru MOSFET cu canal indus

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Un JFET este:
   (a) un dispozitiv unipolar
   (b) un dispozitiv comandat în tensiune
   (c) un dispozitiv comandat în curent
   (d) răspunsurile (a) și (c)
   (e) răspunsurile (a) și (b)
2. Într-un JFET, canalul se află între:
   (a) poartă și drenă
   (b) drenă și sursă
   (c) poartă și sursă
   (d) intrare și ieșire
3. Un JFET funcționează totdeauna cu:
   (a) joncțiunea *pn* poartă-sursă polarizată invers
   (b) joncțiunea *pn* poartă-sursă polarizată direct
   (c) drena conectată la masă
   (d) poarta conectată la sursă
4. La V_{GS} = 0 V, curentul de drenă devine constant dacă V_{DS} depășește:
   (a) tensiunea de blocare (b) V_{DD} (c) V_p (d) 0 V
5. Regiunea de curent constant pentru un tranzistor cu efect de câmp se găsește între:
   (a) blocare și saturație
   (b) blocare și strangulare
   (c) 0 și I_{DSS}
   (d) strangulare și străpungere
6. I_{DSS} este:
   (a) curentul de drenă cu sursa în scurtcircuit
   (b) curentul de drenă la blocare
   (c) curentul de drenă maxim posibil
   (d) curentul de drenă în punctul central
7. În regiunea de curent constant, curentul de drenă crește la:
   (a) scăderea tensiunii de polarizare poartă-sursă
   (b) creșterea tensiunii de polarizare poartă-sursă
   (c) creșterea tensiunii drenă-sursă
   (d) scăderea tensiunii drenă-sursă
8. Într-un circuit cu FET, V_{GS} = 0 V, V_{DD} = 15 V, I_{DSS} = 15 mA și R_D = 470 Ω. Dacă se micșorează R_D până la 330 Ω, I_{DSS} devine:
   (a) 19,5 mA (b) 10,5 mA (c) 15 mA (d) 1 mA
9. În blocare, canalul unui JFET este:
   (a) de dimensiuni maxime
   (b) complet închis de regiunea golită
   (c) foarte îngust
   (d) polarizat invers

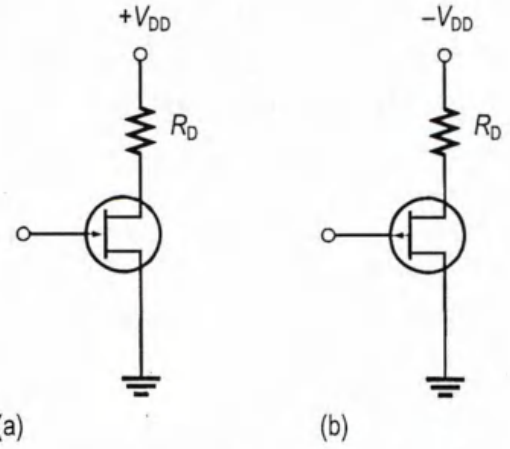
10. Într-o foaie de catalog de JFET, $V_{GS(blocare)} = -4$ V. Tensiunea de strangulare, V_P:
(a) nu poate fi determinată (b) este de –4 V
(c) depinde de V_{GS} (d) este de +4 V
11. Dispozitivul JFET de la întrebarea 10:
(a) este cu canal *n* (b) este cu canal *p* (c) poate fi de orice tip
12. Un JFET are $I_{GSS} = 10$ nA la $V_{GS} = 10$ V. Rezistența de intrare este:
(a) 100 MΩ (b) 1 MΩ (c) 1000 MΩ (d) 1000 mΩ
13. Un JFET cu canal *p* are $V_{GS(blocare)} = 8$ V. Valoarea V_{GS} pentru ca polarizarea să fie aproximativ centrată este:
(a) 4 V (b) 0 V (c) 1,25 V (d) 2,34 V
14. Un MOSFET se deosebește de un JFET în special prin aceea că:
(a) au limite diferite de putere (b) un MOSFET are două porți
(c) un JFET are o joncțiune *pn* (d) un MOSFET nu are un canal fizic
15. Un MOSFET cu canal inițial este polarizat la $V_{GS} = 0$ V. Din foaia de catalog, $I_{DSS} = 20$ mA și $V_{GS(blocare)} = -5$ V. Intensitatea curentului de drenă:
(a) este de 0 A (b) nu poate fi determinată (c) este de 20 mA
16. Un MOSFET cu canal inițial *n*, cu V_{GS} pozitivă, funcționează în:
(a) regim de sărăcire (b) regim de îmbogățire
(c) blocare (d) saturație
17. Un MOSFET cu canal indus *p* are $V_{GS(prag)} = -2$ V. Dacă $V_{GS} = 0$ V, curentul de drenă este:
(a) 0 A (b) $I_{D(cond)}$ (c) maxim (d) I_{DSS}
18. TMOSFET este un tip special de:
(a) MOSFET cu canal inițial (b) JFET
(c) MOSFET cu canal indus (d) răspunsurile (a) și (c)

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 8-1 Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET)

1. Tensiunea V_{GS} a unui JFET cu canal *p* crește de la 1 V la 3 V.
(a) Regiunea golită se îngustează sau se extinde?
(b) Rezistența canalului crește sau scade?
2. De ce este necesar ca tensiunea poartă-sursă a unui JFET cu canal *n* să fie totdeauna ori zero, ori negativă?
3. Desenați simbolurile pentru JFET cu canal *n* și cu canal *p*. Scrieți denumirile terminalelor.
4. Arătați cum trebuie aplicată tensiunea de polarizare între poartă și sursă pentru dispozitivele JFET din fig. 8-56.

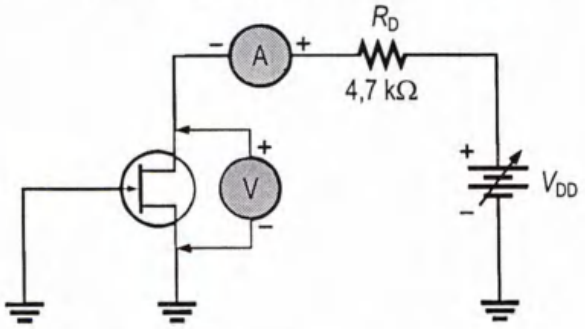
FIGURA 8-56



Secțiunea 8-2 Caracteristicile și parametrii unui JFET

5. Tensiunea de strangulare a unui JFET este de 5 V. Ce valoare are V_{DS} în punctul începând din care curentul de drenă devine constant, dacă $V_{GS} = 0$?
6. Un JFET cu canal *n* este polarizat astfel încât $V_{GS} = -2$ V. Ce valoare are $V_{GS(blocare)}$ dacă V_P este de 6 V? Dispozitivul funcționează?
7. În foaia de catalog a unui JFET se dau $V_{GS(blocare)} = -8$ V și $I_{DSS} = 10$ mA. Cât este I_D pentru valori ale V_{DS} mai mari decât tensiunea de strangulare, dacă $V_{GS} = 0$ V? Se cunoaște $V_{DD} = 15$ V.
8. Un JFET cu canal *p* are $V_{GS(blocare)} = 6$ V. Cât este I_D dacă $V_{GS} = 8$ V?
9. Dispozitivul JFET din fig. 8-57 are $V_{GS(blocare)} = -4$ V. Să presupunem că mărim tensiunea de alimentare, V_{DD}, de la zero până când ampermetrul începe să indice o valoare constantă. Ce va indica voltmetrul în acel punct?

FIGURA 8-57



10. Următorii parametri sunt înscriși în foaia de catalog a unui JFET: $V_{GS(blocare)} = -8$ V, $I_{DSS} = 5$ mA. Determinați valorile I_D pentru fiecare dintre valorile V_{GS} de la 0 V la −8 V, din volt în volt. Folosind aceste date trasați graficul caracteristicii de transfer.
11. Folosind dispozitivul JFET din problema 10, ce valoare V_{GS} este necesară pentru ca valoarea curentului de drenă să fie de 2,25 mA?
12. Un JFET are $g_{m0} = 3200$ μS. Cât este g_m la $V_{GS} = -4$ V, dacă $V_{GS(blocare)} = -8$ V?
13. Determinați transconductanța directă a unui JFET polarizat la $V_{GS} = -2$ V. Din foaia de catalog, $V_{GS(blocare)} = -7$ V și $g_m = 2000$ μS la $V_{GS} = 0$ V. Determinați, de asemenea, admitanța de transfer direct, y_{fs}.
14. Din foaia de catalog a unui JFET cu canal *p*, $I_{GSS} = 5$ nA la $V_{GS} = 10$ V. Calculați rezistența de intrare.

15. Utilizând ecuația (8-1), trasați graficul caracteristicii de transfer a unui JFET cu I_{DSS} = 8 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –5 V, reprezentând cel puțin patru puncte.

Secțiunea 8-3 Polarizarea dispozitivelor JFET

16. Un JFET cu canal *n*, polarizat automat are curentul de drenă de 12 mA și rezistorul din sursă de 100 Ω. Ce valoare are V_{GS}?
17. Ce valoare R_S este necesară pentru polarizarea automată a unui JFET astfel încât V_{GS} să fie de –4 V pentru I_D = 5 mA?
18. Ce valoare R_S este necesară pentru polarizarea automată a unui JFET astfel încât I_D să fie de 2,5 mA la V_{GS} = –3 V?
19. Un JFET are I_{DSS} = 20 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –6 V.
    (a) Cât este I_D, dacă V_{GS} = 0 V?
    (b) Cât este I_D, dacă V_{GS} = $V_{GS(blocare)}$?
    (c) Dacă V_{GS} crește de la –4 V la –1 V, I_D crește sau scade?

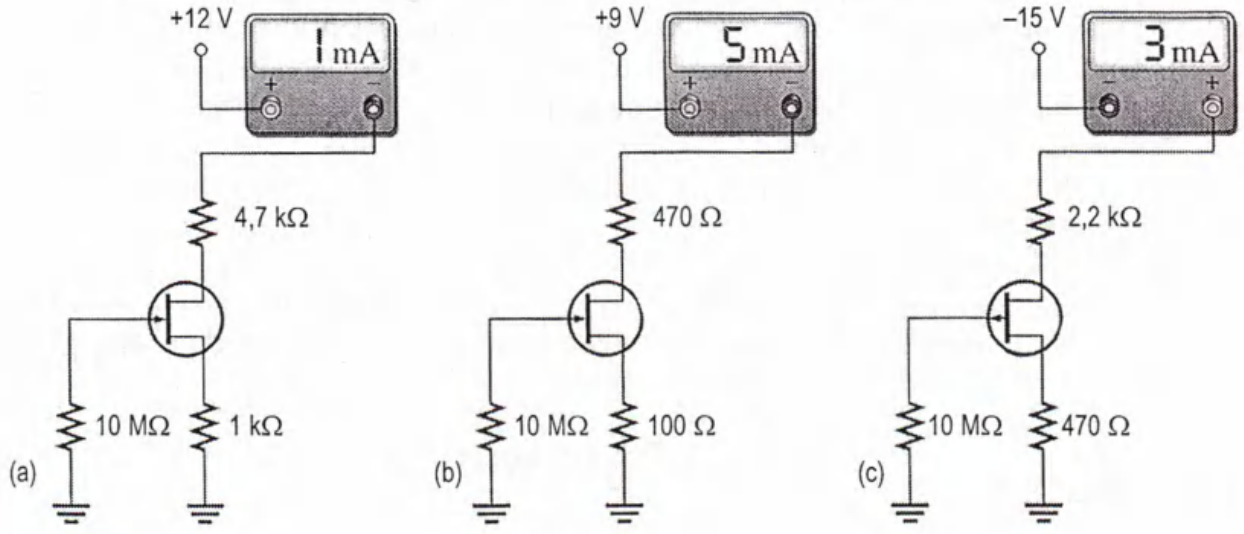


FIGURA 8-58

20. Determinați V_{DS} și V_{GS} pentru fiecare circuit din fig. 8-58.
21. Utilizând curba din fig. 8-59, determinați valoarea R_S necesară pentru ca intensitatea curentului de drenă să fie de 9,5 mA.
22. Realizați polarizarea centrată a unui JFET care are I_{DSS} = 14 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –10 V. Sursa de alimentare este de 24 Vc.c. Desenați circuitul și notați valorile rezistoarelor. De asemenea, indicați valorile I_D, V_{GS} și V_{DS}.
23. Determinați rezistența de intrare totală a circuitului din fig. 8-60. I_{GSS} = 20 nA la V_{GS} = –10 V.
24. Determinați grafic PSF pentru circuitul din fig. 8-61(a) folosindu-vă de graficul caracteristicii de transfer din fig. 8-61(b).
25. Stabiliți PSF al circuitului cu JFET cu canal *p* din fig. 8-62.
26. Știind că tensiunea drenă-masă este de 5 V, determinați PSF al circuitului din fig. 8-63.
27. Determinați valorile de PSF pentru circuitul cu JFET polarizat prin divizor de tensiune din fig. 8-64.

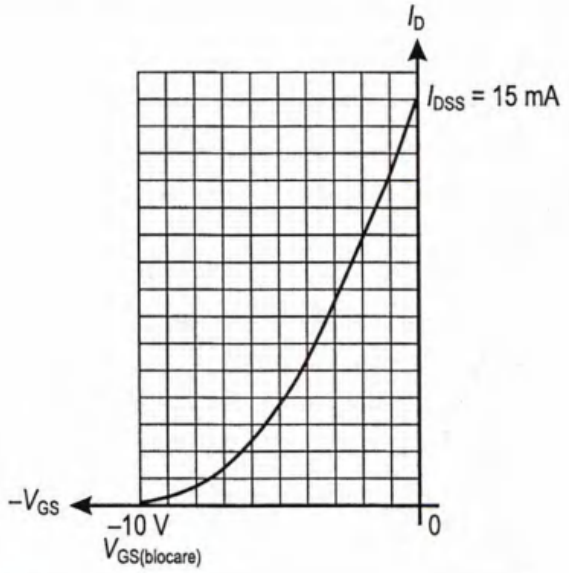


FIGURA 8-59

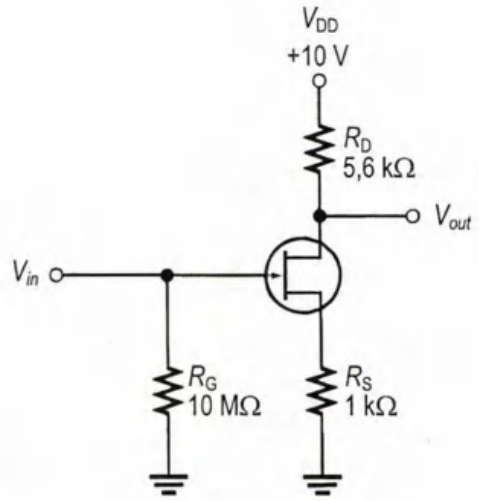
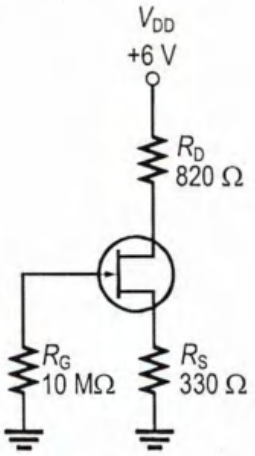
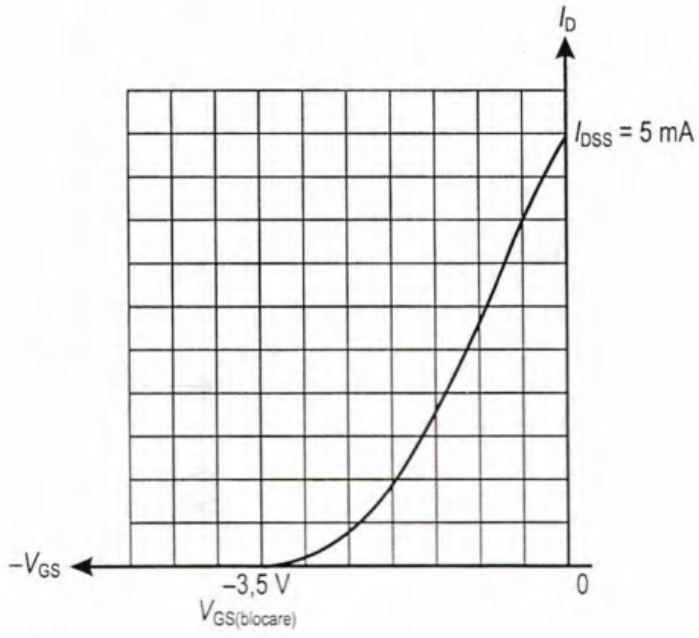


FIGURA 8-60

FIGURA 8-61



(a)

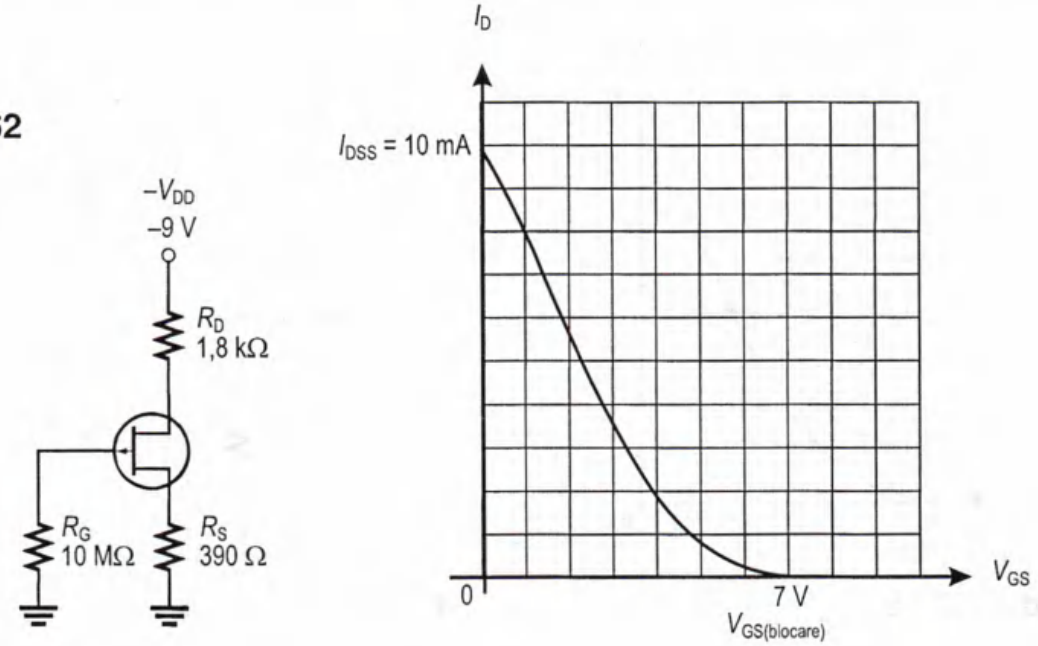


(b)

Secțiunea 8-4 Tranzistorul cu efect de câmp de tip metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

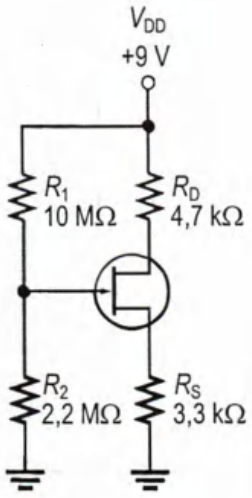
28. Desenați simbolurile utilizate în schemele electrice pentru dispozitivele MOSFET cu canal inițial *n* și *p* și cu canal indus *n* și *p*. Notați denumirile terminalelor.
29. În ce mod lucrează un MOSFET cu canal inițial *n*, cu V_{GS} pozitivă?
30. Arătați care este principala deosebire dintre un MOSFET cu canal inițial și unul cu canal indus.
31. Explicați de ce ambele tipuri de MOSFET au rezistența de intrare în poartă extrem de mare.

FIGURA 8-62



(a) (b)

FIGURA 8-63



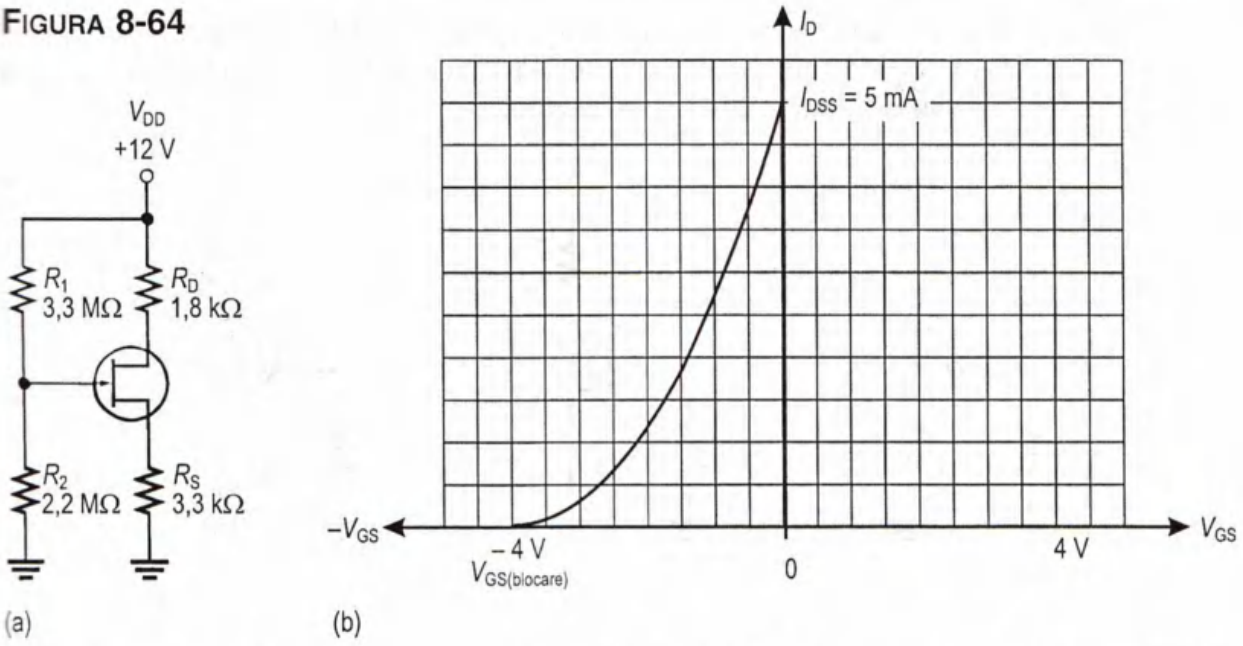
Secțiunea 8-5 Caracteristicile și parametrii unui MOSFET

32. În foaia de catalog a unui MOSFET cu canal inițial se dau $V_{GS(blocare)} = -5$ V și $I_{DSS} = 8$ mA.
    (a) Dispozitivul este cu canal *p* sau cu canal *n*?
    (b) Determinați I_D pentru valori V_{GS} cuprinse între –5 V și + 5 V, din volt în volt.
    (c) Trasați graficul caracteristicii de transfer utilizând datele de la punctul (b).
33. Calculați I_{DSS} cunoscând $I_D = 3$ mA, $V_{GS} = -2$ V și $V_{GS(blocare)} = -10$ V.
34. În foaia de catalog a unui MOSFET cu canal indus se dau: $I_{D(cond)} = 10$ mA la $V_{GS} = -12$ V și $V_{GS(prag)} = -3$ V. Aflați I_D la $V_{GS} = -6$ V.

Secțiunea 8-6 Polarizarea dispozitivelor MOSFET

35. Determinați în ce regim (de sărăcire, de îmbogățire sau nici unul dintre acestea) este polarizat fiecare MOSFET cu canal inițial din fig. 8-65.

FIGURA 8-64



36. Fiecare MOSFET cu canal indus din fig. 8-66 are $V_{GS(prag)}$ de +5 V sau –5 V, în funcție de tipul de canal, *n* sau *p*. Stabiliți, pentru fiecare dispozitiv, dacă este în conducție sau în blocare.

FIGURA 8-65

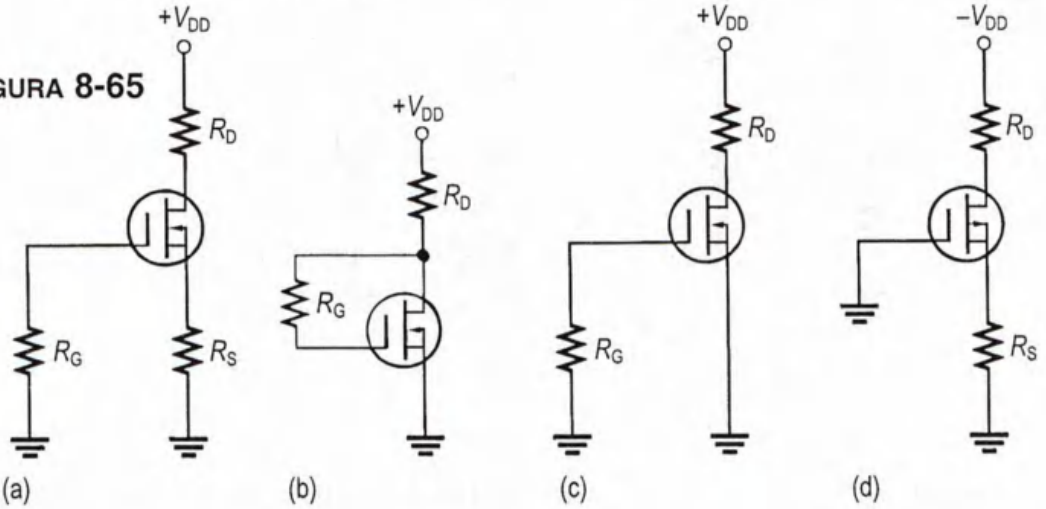
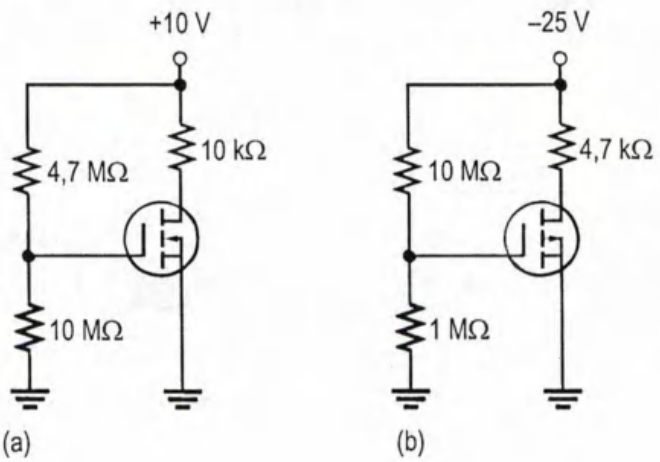
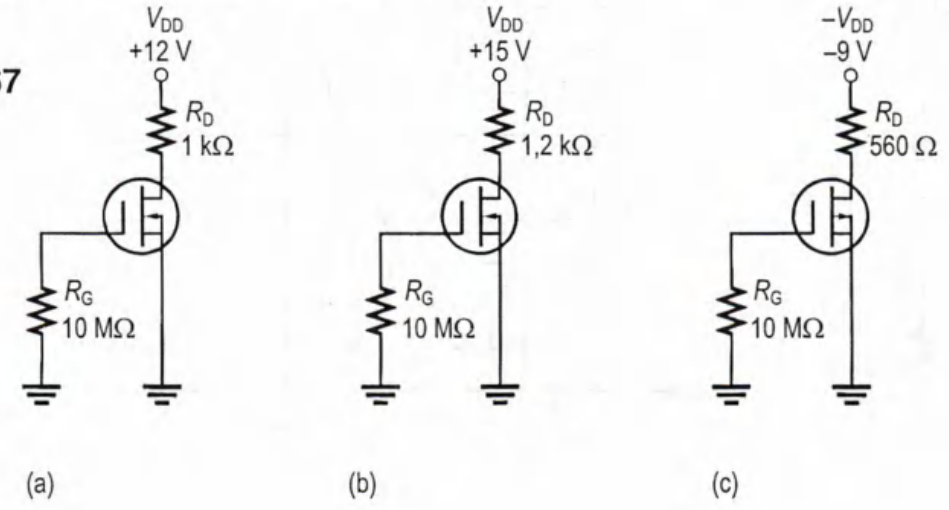


FIGURA 8-66



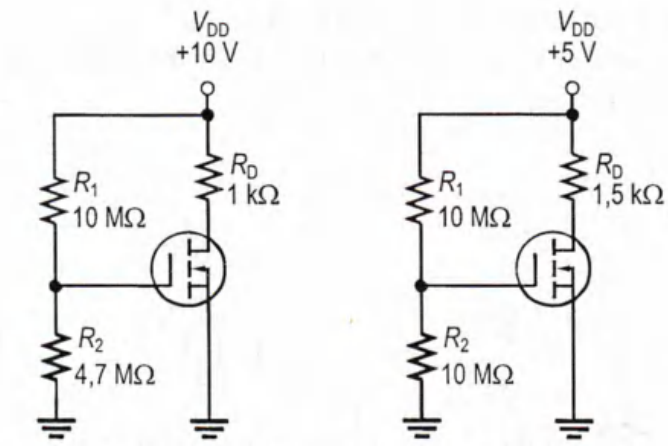
37. Pentru fiecare circuit din fig. 8-67 calculați V_{DS}, știind că I_{DSS} = 8 mA.
38. Aflați V_{GS} și V_{DS} pentru dispozitivele MOSFET cu canal indus din fig. 8-68. Lângă fiecare circuit sunt notate câteva date de catalog.

FIGURA 8-67



(a) (b) (c)

FIGURA 8-68



$I_{D(cond)}$ = 3 mA la V_{GS} = 4 V
$V_{GS(prag)}$ = 2 V

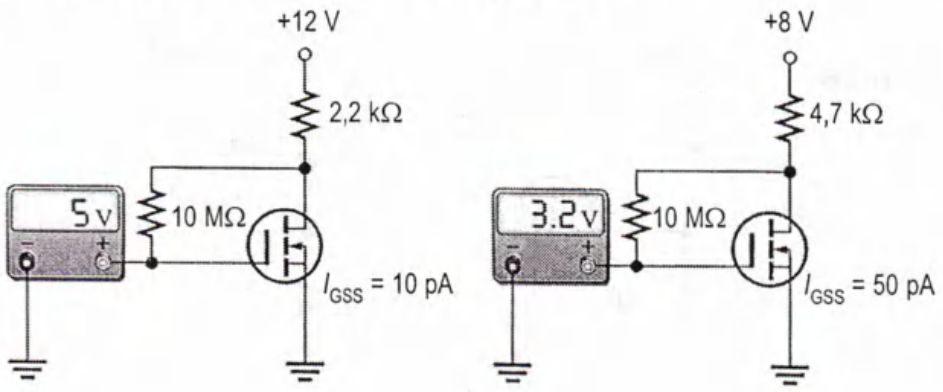
(a)

$I_{D(cond)}$ = 2 mA la V_{GS} = 3 V
$V_{GS(prag)}$ = 1,5 V

(b)

39. Pe baza tensiunii V_{GS} măsurată identic pentru ambele circuite din fig. 8-69, aflați, în fiecare caz, curentul de drenă și tensiunea drenă-sursă.

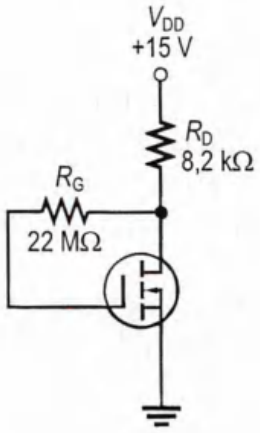
FIGURA 8-69



(a) (b)

40. Aflați valoarea reală a tensiunii poartă-sursă din circuitul prezentat în fig. 8-70, ținând cont de curentul rezidual de poartă, I_{GSS}. Se consideră că în acest mod de polarizare I_{GSS} este de 50 pA și I_D este de 1 mA.

FIGURA 8-70



■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 8-7 Depanare

41. Valoarea indicată de ampermetrul din fig. 8-58(a) scade brusc la zero. Care sunt cauzele posibile?
42. Valoarea indicată de ampermetrul din fig. 8-58(b) crește brusc la aproximativ 16 mA. Care sunt cauzele posibile?
43. Dacă tensiunea de alimentare din fig. 8-58(c) devine, accidental, –20 V, ce veți observa la ampermetru?
44. În drena dispozitivului MOSFET din fig. 8-66(a) se măsoară +10 V. Tranzistorul este în stare bună, ca și conexiunile la masă. Care ar putea fi problema?
45. În drena dispozitivului MOSFET din fig. 8-66(b) se măsoară aproximativ 0 V. Nu ați depistat nici un scurtcircuit, iar tranzistorul este bun. Care este defectul cel mai probabil?

Secțiunea 8-8 Aplicație practică

46. Condensatorul de 100 μF de pe cartela cu circuitele senzorilor de pH din fig. 8-51 s-a întrerupt. Care este consecința asupra funcționării circuitului? Explicați.
47. Ce valoare are tensiunea de ieșire (fig. 8-53) a senzorului de pH pentru pH 5? Dar pentru un pH de 9?
48. Dacă măsurați, la bancul de testare din fig. 8-54, tensiunile de intrare în circuitele senzorilor de pH, furnizate de un senzor introdus într-o soluție de probă, observați că voltmetrul indică niște valori egale cu aproximativ jumătate din valorile corecte pentru fiecare circuit. Reluând testarea cu un alt senzor, tensiunile au tot jumătate din valorile corecte. Care credeți că este problema?
49. Stabiliți ce tensiune va fi măsurată în punctul de măsură 6 de pe cartela din fig. 8-55, dacă pH-ul este 7, iar reostatul este fixat – incorect – la 1 kΩ. Luați în considerație valorile tipice.

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

50. Ce fel de tranzistor cu efect de câmp este 2N5457?

Rezolvați problemele 51 ... 54 consultând foaia de catalog din fig. 8-14.

51. Determinați parametrii următori:

(a) $V_{GS(blocare)}$ minimă pentru 2N5457.

(b) Tensiunea maximă drenă-sursă pentru 2N5457.

(c) Puterea maximă disipată de 2N5458 la temperatura mediului ambiant de 25°C.

(d) Valoarea maximă a tensiunii inverse poartă-sursă pentru 2N5459.

52. Determinați puterea maximă disipată de 2N5457 la temperatura mediului ambiant de 65°C.

53. Pentru 2N5459, determinați valoarea g_{m0} minimă la frecvența de 1 kHz.

54. Care este valoarea tipică a curentului de drenă pentru 2N5459, la $V_{GS} = 0$ V?

Rezolvați problemele 55, 56 consultând foaia de catalog din fig. 8-41.

55. Determinați tensiunea minimă poartă-sursă de la care dispozitivul MOSFET intră în conducție.

56. Ce valoare are curentul de drenă la $V_{GS} = 10$ V?

Rezolvați problemele 57 ... 59 consultând foaia de catalog din fig. 8-52.

57. Pentru 2N3797, determinați I_D la $V_{GS} = +3$ V și $V_{GS} = -2$ V.

58. Cu cât variază transconductanța directă maximă a unui tranzistor 2N3796 dacă frecvența semnalului crește de la 1 kHz la 1 MHz?

59. Determinați valoarea tipică a tensiunii poartă-sursă de la care 2N3796 intră în blocare.

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

60. Aflați V_{DS} și V_{GS} pentru circuitul din fig. 8-71 utilizând valorile de catalog minime.

61. Pentru circuitul din fig. 8-72, determinați valorile maxime ale I_D și V_{GS}.

FIGURA 8-71

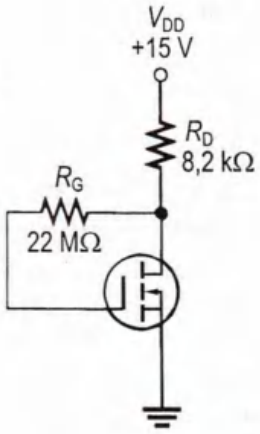
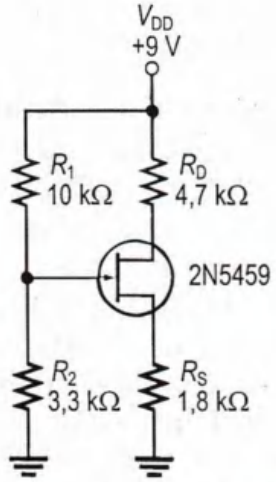


FIGURA 8-72



62. Determinați plaja de valori posibile pentru PSF, de la minimum la maximum, pentru circuitul din fig. 8-71.

63. Aflați valoarea tipică a tensiunii drenă-sursă din circuitele senzorilor de pH din fig. 8-54, dacă valoarea de pH măsurată este 5. Se consideră că reostatele sunt astfel fixate încât în drenă să se măsoare 7 V pentru pH 7.
64. Proiectați un circuit cu MOSFET polarizat la zero, utilizând un 2N3797 alimentat de la o sursă de tensiune continuă de +9 V, V_{DS} obținută fiind de 4,5 V. Curentul maxim absorbit de la sursa de alimentare trebuie să fie de 1 mA.
65. Proiectați un circuit utilizând un MOSFET 2N7008 și o sursă de alimentare cu c.c. de +12 V, cu polarizare printr-un divizor de tensiune ce asigură în drenă tensiunea de +8 V și care absoarbe de la sursa de alimentare un curent maxim de 20 mA.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 8-1

1. Drenă, sursă și poartă
2. Unui JFET cu canal *n* îi este necesară o tensiune V_{GS} negativă.
3. I_D este comandat de V_{GS}.

Secțiunea 8-2

1. Dacă V_{DS} este de 7 V la strangulare și $V_{GS} = 0$ V, $V_P = -7$ V.
2. Când V_{GS} crește către valori negative, I_D scade.
3. Pentru $V_P = -3$ V, $V_{GS(blocare)} = +3$ V.

Secțiunea 8-3

1. Un JFET cu canal *p* necesită o tensiune V_{GS} pozitivă.
2. $V_{GS} = V_G - V_S = 0\text{ V} - (8\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = -8\text{ V}$
3. $V_{GS} = V_G - V_S = 3\text{ V} - 5\text{ V} = -2\text{ V}$

Secțiunea 8-4

1. MOSFET cu canal inițial (cu regim de sărăcire) și MOSFET cu canal indus (cu regim de îmbogățire)
2. Dacă, la un MOSFET cu canal inițial, $V_{GS} = 0$ V, atunci $I_D = I_{DSS}$.
3. Dacă, la un MOSFET cu canal indus, $V_{GS} = 0$ V, atunci $I_D \cong 0$ A.

Secțiunea 8-5

1. La un MOSFET cu canal inițial, canalul există fizic; la celălalt, nu.
2. $V_{GS(prag)}$ și K nu caracterizează un MOSFET cu canal inițial.

Secțiunea 8-6

1. La $V_{GS} = 0$ V, curentul de drenă este egal cu I_{DSS}.
2. Pentru ca tranzistorul să intre în conducție, V_{GS} trebuie să depășească $V_{GS(prag)} = 2$ V.

Secțiunea 8-7

1. R_S întrerupt, lipsa conexiunii la masă.
2. Deoarece V_{GS} se menține la aproximativ 0 V.
3. Dispozitivul este blocat, deci $V_D = V_{DD}$.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

8-1 I_D rămâne de aproximativ 12 mA.
8-2 $V_P = -4$ V
8-3 $I_D = 3{,}51$ mA
8-4 $g_m = 1800$ μS; $I_D = 4{,}32$ mA
8-5 $R_{IN} = 150000$ MΩ
8-6 $V_{DS} = 2$ V; $V_{GS} = -3{,}12$ V
8-7 $R_S = 231$ Ω
8-8 $R_S = 889$ Ω
8-9 $R_S = 586$ Ω; $R_D = 1500$ Ω
8-10 $V_{GS} \cong -1{,}8$ V, $I_D \cong 1{,}8$ mA
8-11 $I_D = 1{,}81$ mA, $V_{GS} = -1{,}99$ V
8-12 $I_D \cong 1{,}25$ mA, $V_{GS} \cong -2{,}25$ V
8-13 **(a)** canal *p* **(b)** 6,48 mA **(c)** 35,3 mA
8-14 $I_D = 25$ mA
8-15 $V_{DS} = 5{,}6$ V
8-16 $V_{GS} = 3{,}13$ V; $V_{DS} = 22{,}3$ V
8-17 $I_D = 2{,}13$ mA

CAPITOLUL 9

Amplificatoare de semnal mic cu tranzistoare cu efect de câmp (FET)

Conținutul capitolului

9-1 Funcționarea amplificatoarelor de semnal mic cu FET
9-2 Amplificarea cu FET
9-3 Amplificatoare cu sursa comună
9-4 Amplificatoare cu drena comună
9-5 Amplificatoare cu poarta comună
9-6 Depanare
9-7 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Explicarea modului de funcționare al amplificatoarelor de semnal mic cu FET
- Descrierea proprietăților de amplificator ale FET
- Explicarea și analizarea funcționării amplificatoarelor cu FET cu sursa comună
- Explicarea și analizarea funcționării amplificatoarelor cu FET cu drena comună
- Explicarea și analizarea funcționării amplificatoarelor cu FET cu poarta comună
- Depanarea amplificatoarelor cu FET

Introducere

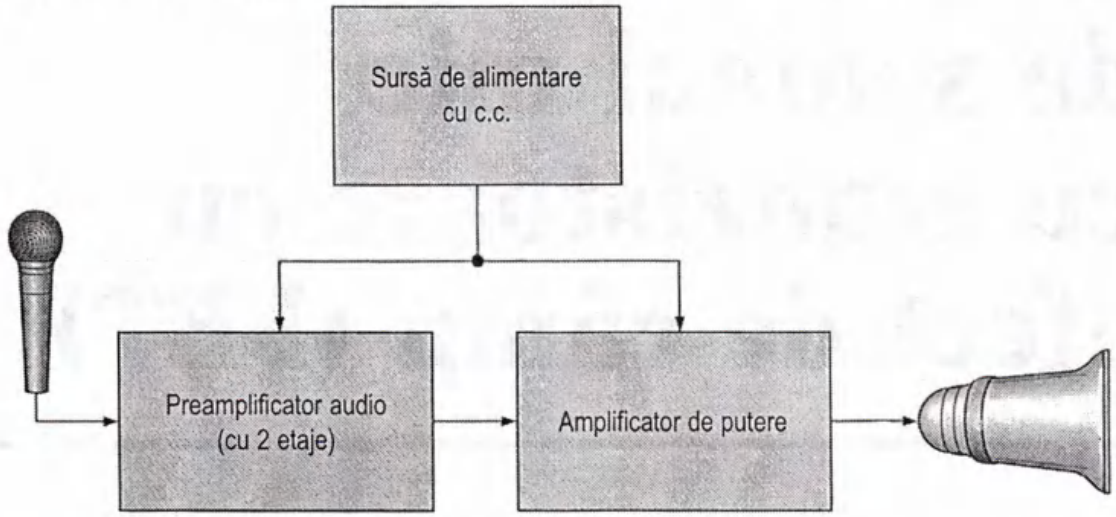
Cunoștințele acumulate în capitolul precedent despre polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp vor fi aprofundate în capitolul de față, care tratează integrarea circuitelor cu FET în amplificatoarele de semnal mic. Datorită rezistenței mari de intrare, precum și altor caracteristici, în unele aplicații, tranzistoarele cu efect de câmp sunt de preferat celor bipolare.

Multe concepte valabile pentru amplificatoarele cu tranzistoare bipolare cu joncțiuni se aplică și amplificatoarelor cu FET. Cele trei configurații de amplificare cu FET sunt: cu sursa comună, cu drena comună și cu poarta comună. Este evidentă analogia cu configu-

rațiile de amplificare cu tranzistoare bipolare: cu emitorul comun, cu colectorul comun și cu baza comună.

Aplicația practică

În cadrul aplicației practice din secțiunea 9-7 veți studia posibilitatea înlocuirii, în sistemul de amplificare audio pentru spații largi, a amplificatorului cu tranzistoare bipolare cu un amplificator cu FET.



9-1 FUNCȚIONAREA AMPLIFICATOARELOR DE SEMNAL MIC CU FET

Conceptul de amplificator de semnal mic a fost prezentat în capitolul 6 cu referire la tranzistoarele bipolare. Același concept se aplică și în cazul amplificatoarelor de semnal mic cu FET. Știți acum că între tranzistoarele bipolare și cele cu efect de câmp există diferențe semnificative din punctul de vedere al parametrilor și caracteristicilor. Cu toate acestea, în cadrul unui circuit de amplificare, atât tranzistoarelor bipolare, cât și celor cu efect de câmp li se atribuie același rol – cel de a amplifica un semnal mic, aplicat la intrare, cu factorul de multiplicare dorit. Datorită rezistenței lor mari de intrare, tranzistoarele cu efect de câmp sunt preferabile în anumite aplicații. Configurațiile de amplificare cu tranzistoare bipolare – cu emitorul comun, cu colectorul comun și cu baza comună – au echivalente realizate cu FET. Este vorba de configurațiile: cu sursă comună (SC), cu drenă comună (DC) și cu poartă comună (PC).

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați cum funcționează amplificatoarele de semnal mic cu FET

- ▶ Să descrieți un amplificator cu JFET cu sursa comună
- ▶ Să descrieți un amplificator cu MOSFET cu canal inițial cu sursa comună
- ▶ Să descrieți un amplificator cu MOSFET cu canal indus cu sursa comună
- ▶ Să analizați funcționarea unui amplificator prin metoda grafică

Amplificator cu JFET

În fig. 9-1(a) este reprezentat un JFET cu canal *n*, cu polarizare automată și cu o sursă de c.a. cuplată capacitiv în poartă. Rezistorul R_G îndeplinește două funcții: menține tensiunea continuă pe poartă la aproximativ 0 V (deoarece I_{GSS} este extrem de mic), iar valoarea sa mare (de obicei, de câțiva MΩ) facilitează o bună adaptare cu sursa de c.a. Tensiunea de polarizare este asigurată de căderea de tensiune de pe R_S. Condensatorul de decuplare C_2 menține, practic, sursa tranzistorului la masa de c.a.

Tensiunea semnalului de intrare produce variația tensiunii poartă-sursă de o parte și de cealaltă a valorii sale de PSF, având drept consecință variația corespunzătoare a curentului de drenă. La creșterea curentului de drenă se mărește și căderea de tensiune pe R_D, urmarea fiind o scădere a tensiunii din drenă. Excursia curentului de drenă de o parte și de cealaltă a PSF se desfășoară în fază cu tensiunea poartă-sursă. Tensiunea drenă-sursă este însă defazată cu 180° față de tensiunea poartă-sursă, cum puteți observa în fig. 9-1(b).

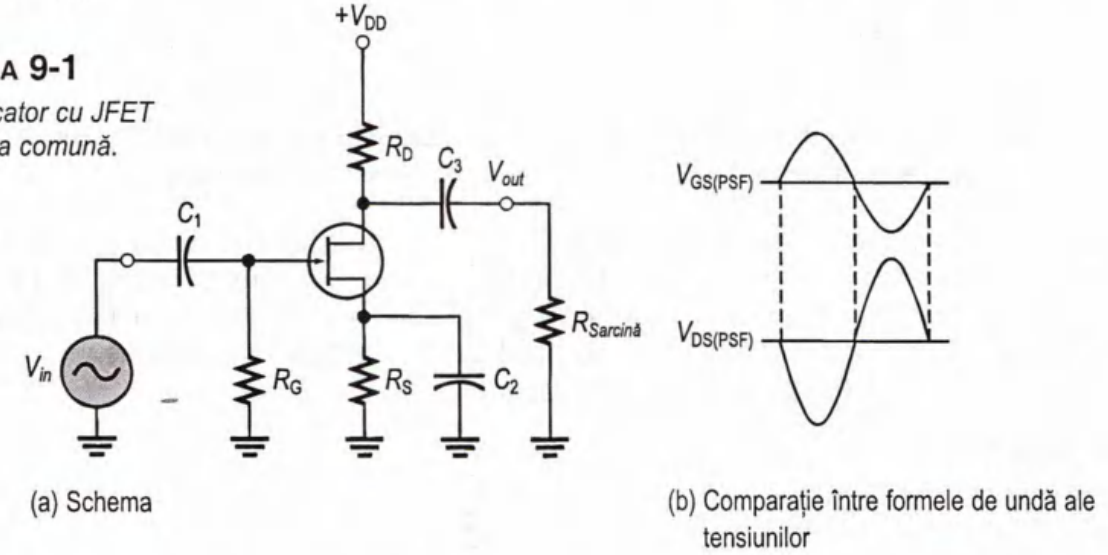


FIGURA 9-1
Amplificator cu JFET cu sursa comună.

(a) Schema

(b) Comparație între formele de undă ale tensiunilor

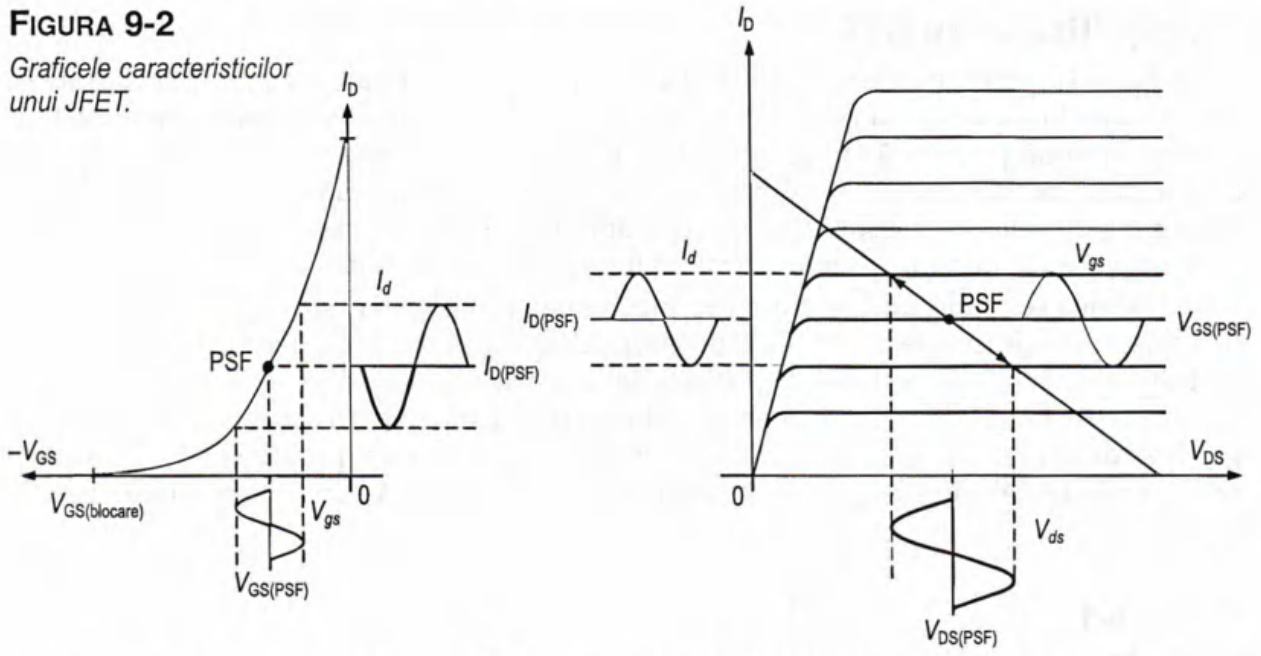
Reprezentare grafică Modul de funcționare descris mai sus pentru un JFET cu canal *n* poate fi ilustrat grafic folosind atât curba caracteristicii de transfer, cât și pe cea a caracteristicii de drenă, din fig. 9-2. Figura 9-2(a) prezintă modul în care variația sinusoidală a V_{gs} produce o variație corespunzătoare a I_d. Când V_{gs} variază de la valoarea de PSF către valori mai negative, I_d scade față de valoarea sa de PSF. Dacă V_{gs} evoluează către tensiuni mai puțin negative, I_d crește. Figura 9-2(b) prezintă același proces, însă reprezentat pe graficul caracteristicii de drenă. Semnalul aplicat pe poartă produce o variație a curentului de drenă, pe dreapta de sarcină, cu aceeași valoare în ambele sensuri față de PSF, așa cum arată săgețile. Proiecțiile vârfurilor tensiunii din poartă pe axele I_D, respectiv V_{DS} delimitează variația vârf la vârf a curentului de drenă, respectiv a tensiunii drenă-sursă, cum puteți observa.

Amplificator cu MOSFET cu canal inițial

În fig. 9-3 este reprezentat un MOSFET cu canal inițial *n*, cu polarizare la zero și cu o sursă de c.a. cuplată capacitiv în poartă. Poarta se află la aproximativ 0 Vc.c., iar terminalul sursei este la masă, deci $V_{GS} = 0$ V.

FIGURA 9-2

Graficele caracteristicilor unui JFET.



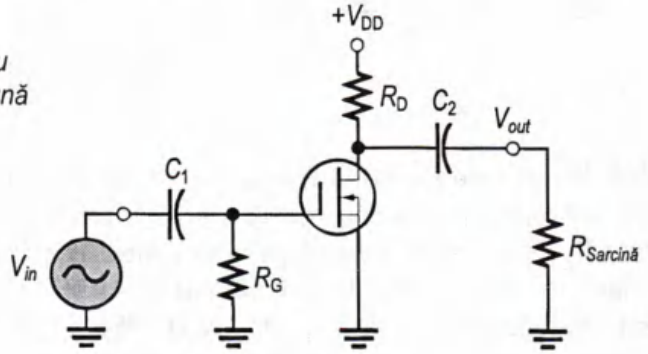
(a) Curba caracteristicii de transfer a unui JFET (cu canal *n*), ilustrând evoluția semnalului

(b) Curbele de drenă ale unui JFET (cu canal *n*), ilustrând evoluția semnalului

Tensiunea semnalului produce o variație a V_{gs} de o parte și de alta a valorii de zero, obținându-se o variație a I_d ca în fig. 9-4. Când V_{gs} ia valori negative, tranzistorul lucrează în regim de sărăcire, iar I_d scade. La valori V_{gs} pozitive, tranzistorul lucrează în regim de îmbogățire, iar I_d crește. Remarcați că regimul de îmbogățire este reprezentat la dreapta axei verticale ($V_{GS} = 0$), iar cel de sărăcire, la stânga ei.

FIGURA 9-3

Amplificator cu MOSFET cu canal inițial, cu sursa comună și polarizare la zero.



Amplificator cu MOSFET cu canal indus

În fig. 9-5 este prezentat un MOSFET cu canal indus *n*, cu polarizare prin divizor de tensiune și cu o sursă de c.a. cuplată capacitiv în poartă. Pe poartă este aplicată o tensiune de polarizare pozitivă astfel încât $V_{GS} > V_{GS(prag)}$.

Similar cu funcționarea dispozitivelor JFET și MOSFET cu canal inițial prezentate anterior, tensiunea semnalului produce o variație a V_{gs} de o parte și de cealaltă a valorii de PSF, $V_{GS(PSF)}$. Aceasta, la rândul ei, are drept urmare variația I_d de o parte și de cealaltă a valorii sale de PSF, $I_{D(PSF)}$, ca în fig. 9-6. Funcționarea se desfășoară în exclusivitate în regim de îmbogățire.

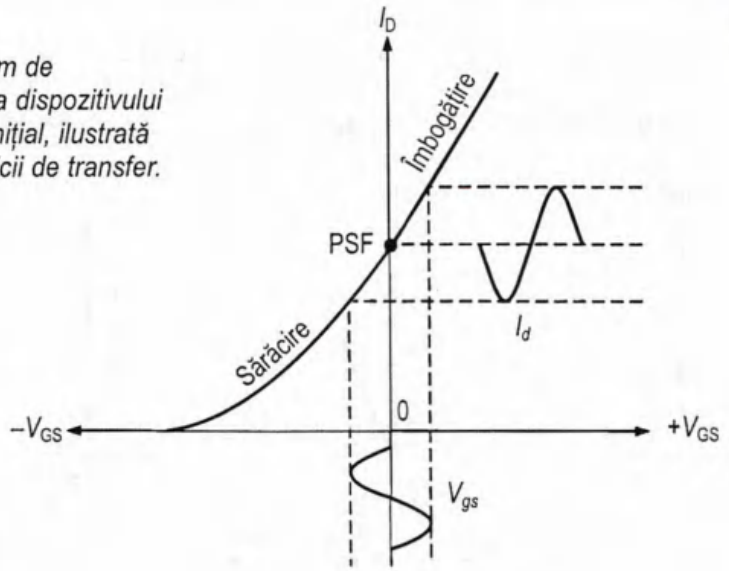


FIGURA 9-4

Funcționarea în regim de sărăcire/îmbogățire a dispozitivului MOSFET cu canal inițial, ilustrată pe curba caracteristicii de transfer.

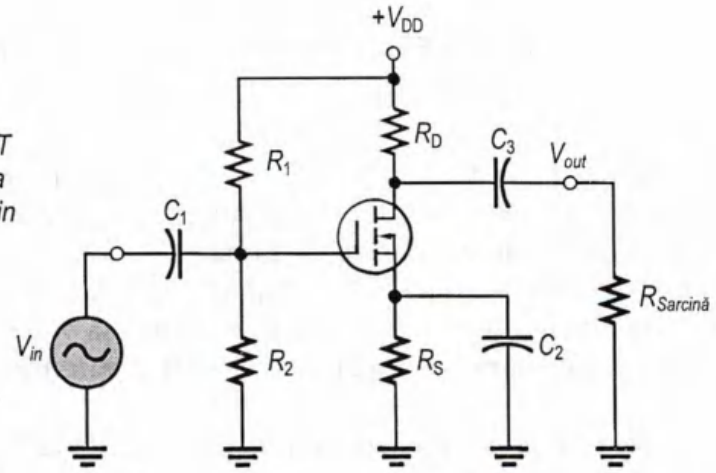


FIGURA 9-5

Amplificator cu MOSFET cu canal indus, cu sursa comună şi polarizare prin divizor de tensiune.

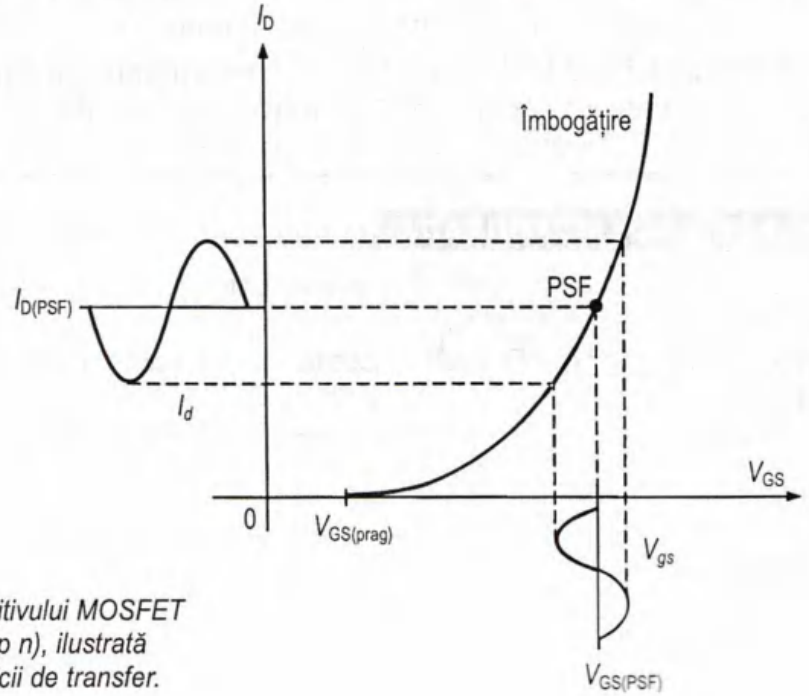


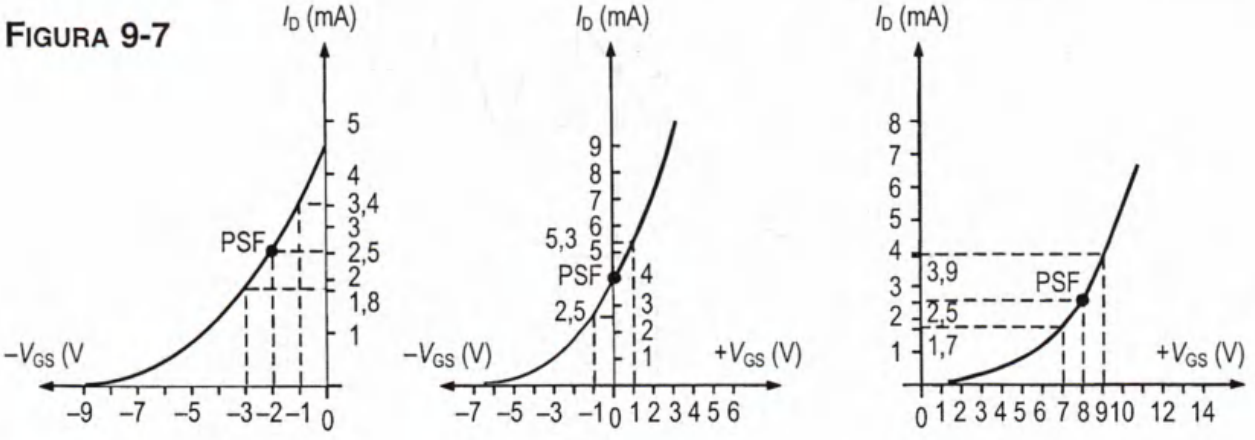
FIGURA 9-6

Funcționarea dispozitivului MOSFET cu canal indus (de tip n), ilustrată pe curba caracteristicii de transfer.

EXEMPLUL 9-1

Graficele caracteristicilor de transfer a trei dispozitive cu canal *n* – un JFET, un MOSFET cu canal inițial și unul cu canal indus – sunt prezentate în fig. 9-7. Determinați variația vârf la vârf a I_d când V_{gs} variază cu ±1 V față de PSF de pe fiecare curbă.

FIGURA 9-7



(a) JFET (b) MOSFET cu canal inițial (c) MOSFET cu canal indus

Rezolvare

(a) Pentru JFET, PSF se află la $V_{GS} = -2$ V și $I_D = 2{,}5$ mA. Din graficul din fig. 9-7(a) găsim $I_D = 3{,}4$ mA la $V_{GS} = -1$ V și $I_D = 1{,}8$ mA la $V_{GS} = -3$ V. Prin urmare, valoarea vârf la vârf a curentului de drenă este de **1,6 mA**.

(b) Pentru dispozitivul MOSFET cu canal inițial, PSF se află la $V_{GS} = 0$ V și $I_D = I_{DSS} =$ $= 4$ mA. Din graficul din fig. 9-7(b) găsim $I_D = 2{,}5$ mA la $V_{GS} = -1$ V și $I_D = 5{,}3$ mA la $V_{GS} = +1$ V. Prin urmare, valoarea vârf la vârf a curentului de drenă este de **2,8 mA**.

(c) Pentru dispozitivul MOSFET cu canal indus, PSF se află la $V_{GS} = +8$ V și $I_D = 2{,}5$ mA. Din graficul din fig. 9-7(c) găsim $I_D = 3{,}9$ mA la $V_{GS} = +9$ V și $I_D = 1{,}7$ mA la $V_{GS} = +7$ V. Prin urmare, valoarea vârf la vârf a curentului de drenă este de **2,2 mA**.

Exercițiu complementar Dacă PSF se deplasează către extremitatea inferioară a curbelor din fig. 9-7, variația I_d crește sau scade pentru aceeași variație, de ±1 V, a V_{gs}? Pe lângă modificarea acestei valori, ce alt fenomen se mai petrece?

SECȚIUNEA 9-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Când V_{gs} are valoarea pozitivă de vârf, ce valori au I_d și V_{ds}?
2. Care este deosebirea dintre V_{gs} și V_{GS}?
3. Care dintre cele trei tipuri de FET poate funcționa având valoarea de PSF a tensiunii poartă-sursă de 0 V?

9-2 AMPLIFICAREA CU FET

În această secțiune vom prezenta proprietățile de amplificare ale tranzistoarelor cu efect de câmp și modul în care câștigul lor este afectat de anumiți parametri și anumite componente specifice circuitului. Pentru o mai bună înțelegere a funcționării vom înlocui tranzistorul cu circuitul său echivalent.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți proprietățile de amplificare ale unui FET

- Să arătați care sunt parametrii specifici unui FET, utilizând circuitul echivalent
- Să evaluați câștigul în tensiune al unui FET
- Să explicați dependența câștigului în tensiune de rezistența internă drenă-sursă
- Să explicați dependența câștigului în tensiune de rezistența din circuitul exterior al sursei

Prin definiție, transconductanța este $g_m = \Delta I_D/\Delta V_{GS}$. În c.a., $g_m = I_d/V_{gs}$. Explicităm I_d: Semnificația ecuației este următoarea:

$$I_d = g_m V_{gs} \tag{9-1}$$

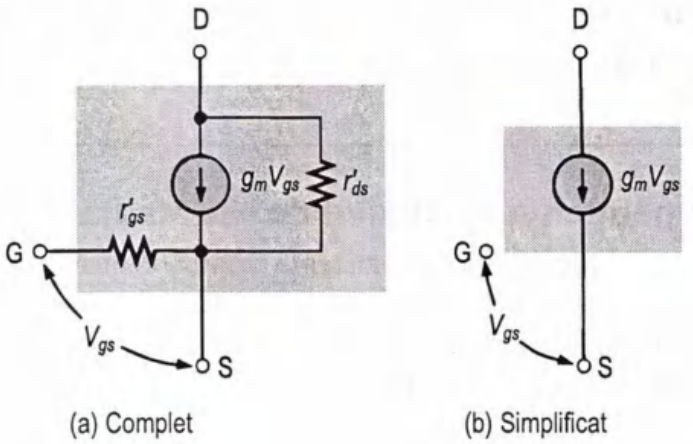
Curentul de ieșire, I_d, este egal cu produsul dintre tensiunea de intrare, V_{gs}, și transconductanță, g_m.

Circuitul echivalent

Circuitul echivalent al unui FET, construit conform relației (9-1), este prezentat în fig. 9-8. În fig. (a), între poartă și sursă apare rezistența internă r'_{gs}, iar între drenă și sursă apare un generator de curent cu valoarea $g_m V_{gs}$. Mai apare și rezistența internă dintre drenă și sursă, r'_{ds}. Schema din fig. (b) este un model ideal, simplificat. Se consideră că rezistența r'_{gs} este infinită, ceea ce echivalează cu o întrerupere între poartă și sursă. De asemenea, se presupune că r'_{ds} este suficient de mare pentru a putea fi neglijată.

FIGURA 9-8

Modele de circuit intern echivalent pentru un FET.



(a) Complet (b) Simplificat

Câştigul în tensiune

În fig. 9-9 este prezentat circuitul echivalent al unui FET ideal, având o rezistență în circuitul exterior de c.a. al drenei. Câștigul în tensiune alternativă al acestui circuit este V_{out}/V_{in}, unde $V_{in} = V_{gs}$ și $V_{out} = V_{ds}$. Deci expresia câștigului în tensiune este:

$$A_v = \frac{V_{ds}}{V_{gs}}$$

Din circuitul echivalent:

$$V_{ds} = I_d R_d$$

și din definiția transconductanței, din capitolul 8:

$$V_{gs} = \frac{I_d}{g_m}$$

Introducând ultimele două expresii în prima ecuație obținem:

$$A_v = \frac{I_d R_d}{I_d / g_m} = \frac{g_m I_d R_d}{I_d}$$

$$A_v = g_m R_d \tag{9-2}$$

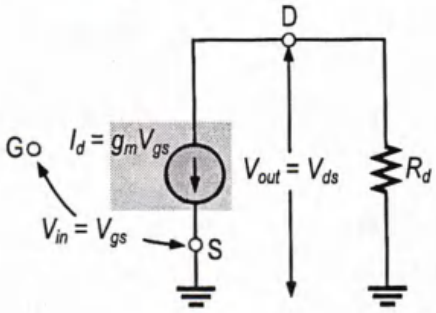


FIGURA 9-9
Circuitul echivalent simplificat al unui FET cu rezistor extern în drenă.

EXEMPLUL 9-2

Un JFET are g_m = 4 mS. Care este câștigul teoretic în tensiune dacă în circuitul exterior de c.a. al drenei se află o rezistență de 1,5 kΩ?

Rezolvare $A_v = g_m R_d = (4\,\text{mS})(1{,}5\,\text{k}\Omega) = 6$

Exercițiu complementar Care este câștigul teoretic în tensiune dacă g_m = 6000 μS și R_d = 2,2 kΩ?

Dependența câştigului de rezistența r'_{ds}

Dacă se ține seama de rezistența internă dintre drenă și sursă a tranzistorului, aceasta apare în paralel cu R_d, ca în fig. 9-10. Dacă r'_{ds} nu este mult mai mare decât R_d (de minimum 10 ori), câștigul este diminuat față de valoarea teoretică rezultată din ecuația (9-2), având în cazul de față expresia:

$$A_v = g_m \left(\frac{R_d r'_{ds}}{R_d + r'_{ds}} \right)$$

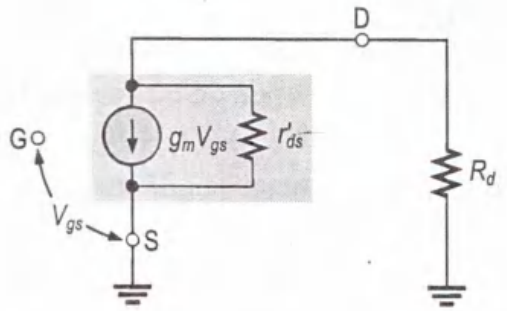


FIGURA 9-10
Circuitul echivalent al unui FET, având inclusă rezistența internă drenă-sursă, r'_{ds}.

EXEMPLUL 9-3

Dispozitivul JFET din exemplul 9-2 are r'_{ds} = 10 kΩ. Calculați câștigul în tensiune ținând cont de r'_{ds}.

Rezolvare

r'_{ds} este practic în paralel cu rezistența externă din circuitul de c.a. al drenei, R_d. Deci:

$$A_v = g_m\left(\frac{R_d r'_{ds}}{R_d + r'_{ds}}\right) = (4\,\text{mS})\left(\frac{(1{,}5\,\text{k}\Omega)(10\,\text{k}\Omega)}{1{,}5\,\text{k}\Omega + 10\,\text{k}\Omega}\right) = (4\,\text{mS})(1{,}3\,\text{k}\Omega) = \mathbf{5{,}2}$$

Câștigul în tensiune este mai mic decât valoarea 6 (obținută în exemplul 9-2) din cauză că r'_{ds} apare în paralel cu R_d.

Exercițiu complementar Un JFET are g_m = 6 mS, r'_{ds} = 5 kΩ și, în circuitul exterior de c.a. al drenei, o rezistență de 1 kΩ. Cât este câștigul în tensiune?

Dependența câștigului de rezistența din circuitul exterior al sursei

Prin introducerea unei rezistențe externe între terminalul sursei tranzistorului și masă se obține circuitul echivalent din fig. 9-11. Examinând acest circuit, constatăm că tensiunea de intrare totală dintre poartă și masă este:

$$V_{in} = V_{gs} + I_d R_s$$

Tensiunea de ieșire, culeasă de pe R_d, este:

$$V_{out} = I_d R_d$$

Deci formula câștigului în tensiune se deduce astfel:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_d R_d}{V_{gs} + I_d R_s} = \frac{g_m V_{gs} R_d}{V_{gs} + g_m V_{gs} R_s} = \frac{g_m V_{gs} R_d}{V_{gs}(1 + g_m R_s)}$$

$$A_v = \frac{g_m R_d}{1 + g_m R_s} \qquad (9\text{-}3)$$

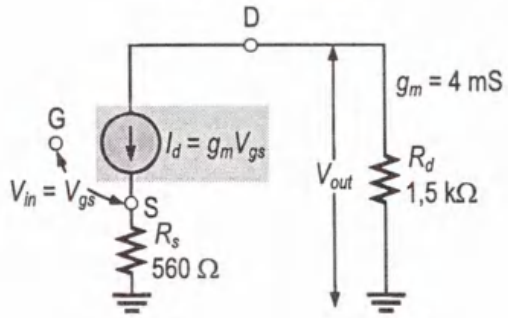


FIGURA 9-11

EXEMPLUL 9-4

În fig. 9-11 este reprezentat circuitul echivalent al unui FET. Calculați câștigul în tensiune, considerând că tensiunea de ieșire se culege de pe R_d. Se neglijează r'_{ds}.

Rezolvare

În circuitul exterior al sursei se află un rezistor, deci câștigul în tensiune este:

$$A_v = \frac{g_m R_d}{1 + g_m R_s} = \frac{(4\,\text{mS})(1{,}5\,\text{k}\Omega)}{1 + (4\,\text{mS})(560\,\Omega)} = \frac{6}{1 + 2{,}24} = \frac{6}{3{,}24} = \mathbf{1{,}85}$$

Circuitul este cel din exemplul 9-2, la care s-a adăugat R_s. După cum vedeți, prin introducerea rezistorului R_s, câștigul în tensiune a scăzut de la 6 (în exemplul 9-2) la 1,85.

Exercițiu complementar Pentru circuitul din fig. 9-11, g_m = 3,5 mS, R_s = 330 Ω și R_d = 1,8 kΩ. Calculați câștigul în tensiune, considerând că tensiunea de ieșire se culege de pe R_d. r'_{ds} se neglijează.

SECȚIUNEA 9-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Transconductanța unui FET este de 3000 μS, iar a altuia, de 3,5 mS. Care dintre tranzistoare va realiza un câștig în tensiune mai mare, dacă toate celelalte componente ale circuitului rămân neschimbate?
2. Într-un circuit cu FET se cunosc g_m = 2500 μS și R_d = 10 kΩ. Care este câștigul în tensiune realizat teoretic?
3. Două dispozitive FET au aceeași g_m. Un FET are r'_{ds} = 50 kΩ, iar pentru celălalt, r'_{ds} = 100 kΩ, în aceleași condiții. Care dintre tranzistoare realizează un câștig în tensiune mai mare într-un circuit având R_d = 10 kΩ?

9-3 AMPLIFICATOARE CU SURSA COMUNĂ

Știind acum în ce mod lucrează un FET ca amplificator de tensiune, vom studia un circuit de amplificare complet. Amplificatorul cu sursa comună (SC) ce va fi prezentat în această secțiune poate fi comparat cu amplificatorul realizat cu un tranzistor bipolar cu joncțiuni cu emitorul comun, din capitolul 6.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați modul de funcționare al amplificatoarelor cu FET cu sursa comună

- Să analizați amplificatoarele cu JFET și MOSFET în SC
- Să determinați valorile mărimilor de c.c. ale unui amplificator în SC
- Să desenați circuitul echivalent de c.c. și să calculați câștigul în tensiune al unui amplificator în SC
- Să arătați dependența câștigului în tensiune de sarcina în c.a.
- Să comentați inversarea fazei într-un amplificator în SC
- Să calculați rezistența de intrare a unui amplificator în SC

Amplificatoare cu JFET cu sursa comună

Figura 9-12 prezintă un amplificator **cu sursa comună**, realizat cu un JFET cu canal *n* cu polarizare automată. Mai există condensatoare de cuplaj la intrare și la ieșire, pe lângă condensatorul de decuplare din circuitul sursei. Funcționarea circuitului se desfășoară atât în c.c., cât și în c.a.

Analiza în c.c.

Pentru a analiza amplificatorul din fig. 9-12 trebuie să aflăm mai întâi valorile mărimilor de c.c., necesare pentru polarizare. În acest scop vom desena circuitul echivalent de c.c., înlocuind toate condensatoarele cu întreruperi ale circuitului, ca în fig. 9-13. Înainte de începerea analizei propriu-zise trebuie calculat I_D. Dacă s-a polarizat circuitul în centrul dreptei de sarcină, I_D se poate calcula pornind de la valoarea I_{DSS} din foaia de catalog pentru FET, astfel:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{2} \tag{9-4}$$

În caz contrar, trebuie să calculați I_D pornind de la valorile parametrilor circuitului – o muncă plictisitoare, deoarece trebuie rezolvată ecuația (9-5) cu necunoscuta I_D. (Această ecuație rezultă prin substituția $V_{GS} = I_D R_S$ în ecuația (8-1).) Rezolvarea ecuației implică aducerea ei la forma ecuației de gradul al doilea și rezolvarea acesteia – operație prezentată în anexa B.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 \tag{9-5}$$

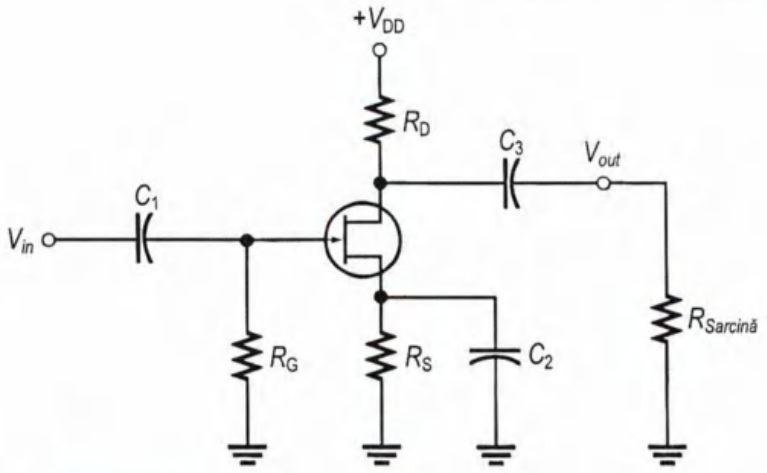


FIGURA 9-12

Amplificator cu JFET cu sursa comună.

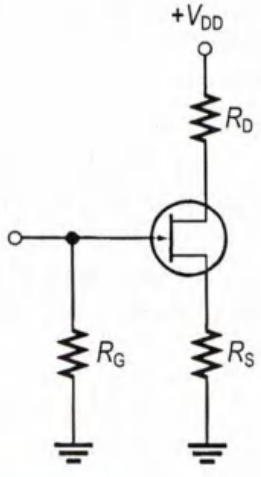


FIGURA 9-13

Circuitul echivalent de c.c. al amplificatorului din figura 9-12.

Calcularea I_D al unui JFET cu polarizare automată se poate face rezolvând ecuația (9-5) cu următorul program în BASIC sau cu un calculator programabil.

```
10    CLS
20    PRINT "ACEST PROGRAM CALCULEAZA CURENTUL DE DRENA PENTRU JFET"
30    PRINT
40    PRINT "DATELE DE INTRARE SUNT URMATOARELE"
```

```
50   PRINT "(1) IDSS DIN FOAIA DE CATALOG"
60   PRINT "(2) VGS(BLOCARE) DIN FOAIA DE CATALOG"
70   PRINT "(3) RS DIN SCHEMA CIRCUITULUI"
80   PRINT:PRINT:PRINT
90   INPUT "APASATI 'ENTER' PENTRU A CONTINUA";X
100  CLS
110  INPUT "VALOAREA IDSS IN AMPERI";IDSS
120  INPUT "VALOAREA VGS(BLOCARE) IN VOLTI";VGS(BLOCARE)
130  INPUT "VALOAREA RS IN OHMI";RS
140  CLS
150  A=RS [2*IDSS/VGSBLOCARE [2
160  B=-(1+2*RS*IDSS/ABS(VGSBLOCARE))
170  C=IDSS
180  DI=(-B-SQR(B[2-4*A*C))/(2*A)
190  PRINT "ID=";ABS(DI);"A"
```

După ce am aflat valoarea I_D, putem continua analiza în c.c. utilizând relațiile:

$$V_S = V_{GS} = I_D R_S$$
$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$
$$V_{DS} = V_D - V_S$$

Circuitul echivalent de c.a.

Pentru a analiza funcționarea cu semnal a amplificatorului din fig. 9-12 trebuie desenat circuitul de c.a. după metoda descrisă în continuare. Condensatoarele se înlocuiesc, practic, prin scurtcircuite, în ipoteza simplificatoare că $X_C \cong 0$ la frecvența semnalului. Sursa de alimentare cu c.c. se conectează la masă, în ipoteza că rezistența ei internă este zero. Borna de la care se culege V_{DD} este, în c.a., la potențialul de zero volți, prin urmare se comportă ca masă de c.a.

Circuitul echivalent de c.a. este prezentat în fig. 9-14(a). Remarcați că atât capătul dinspre $+V_{DD}$ al rezistorului R_d, cât și terminalul sursei sunt practic legate la masa de c.a. Amintiți-vă că în analiza de c.a., masa de c.a. și masa fizică a circuitului se confundă, ambele fiind supuse aceluiași regim.

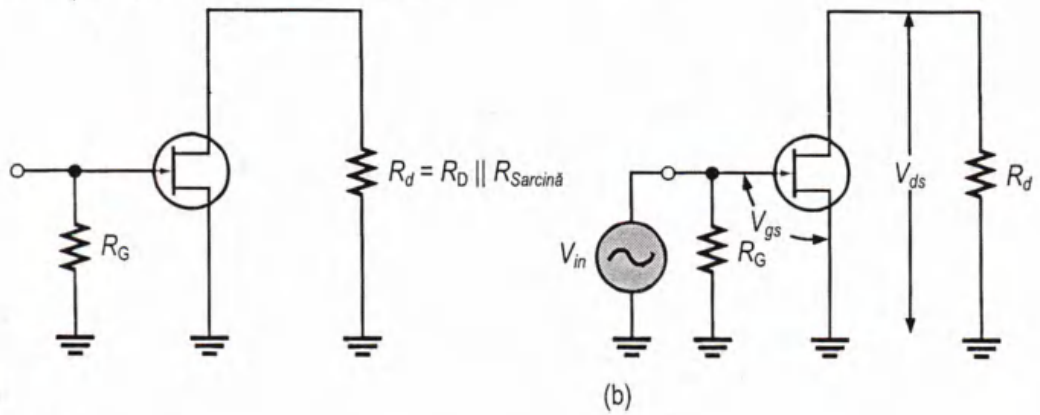


FIGURA 9-14

Circuitul echivalent de c.a. al amplificatorului din fig. 9-12.

Tensiunea semnalului pe poartă În fig. 9-14(b), la intrarea circuitului este conectată o sursă de tensiune alternativă. Deoarece rezistența de intrare în FET este foarte mare, practic, toată tensiunea de intrare furnizată de sursa de semnal se regăsește în poartă, căderea de tensiune pe rezistența internă a sursei de semnal fiind foarte mică.

$$V_{gs} = V_{in}$$

Câștigul în tensiune Expresia câștigului în tensiune al unui FET, conform ecuației (9-2), este valabilă și în cazul amplificatorului cu sursa comună.

$$A_v = g_m R_d \tag{9-6}$$

Tensiunea semnalului de ieșire din drenă, V_{ds}, este:

$$V_{out} = V_{ds} = A_v V_{gs}$$

sau

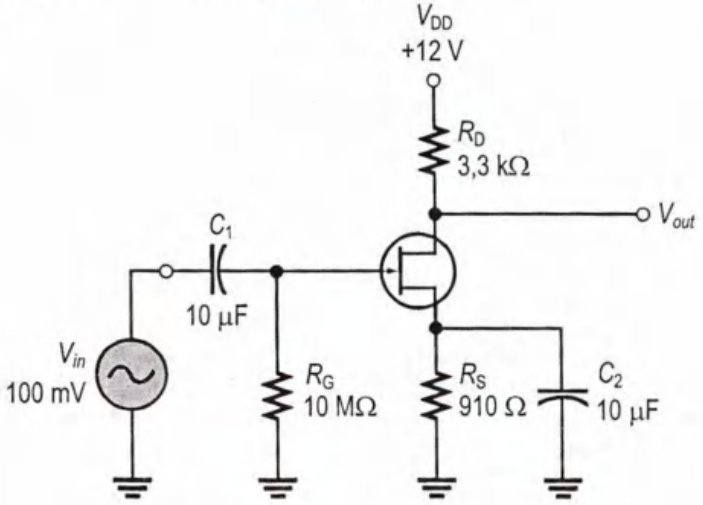
$$V_{out} = g_m R_d V_{in}$$

unde $R_d = R_D \| R_{sarcină}$ și $V_{in} = V_{gs}$.

EXEMPLUL 9-5

Care este tensiunea totală de ieșire în gol a amplificatorului din fig. 9-15? Dispozitivul JFET utilizat are I_{DSS} de 12 mA și $V_{GS(blocare)}$ de –3 V.

FIGURA 9-15



Rezolvare

În primul rând se calculează curentul continuu de ieșire cu ajutorul programului scris în BASIC, prezentat anterior sau folosind un calculator programabil. Dacă se rulează programul de rezolvare a ecuației (9-5) cu valorile din acest exemplu ale parametrilor, $I_D \cong$ $\cong$ 1,96 mA. Acum se poate afla V_D.

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 10\,\text{V} - (1{,}96\,\text{mA})(3{,}3\,\text{k}\Omega) = 5{,}53\,\text{V}$$

Apoi se calculează g_m astfel:

$$V_{GS} = -I_D R_S = -(196\,\text{mA})(910\,\Omega) = -1{,}78\,\text{V}$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS(blocare)}|} = \frac{2(12\,\text{mA})}{3\,\text{V}} = 8\,\text{mS}$$

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right) = 8\,\text{mS}\left(1 - \frac{-1,78\,\text{V}}{-3\,\text{V}}\right) = 3,25\,\text{mS}$$

În fine, se găsește componenta alternativă a tensiunii de ieșire:

$$V_{out} = A_v V_{in} = g_m R_D V_{in} = (3,25\,\text{mS})(3,3\,\text{k}\Omega)(100\,\text{mV}) = \mathbf{1,07\,V\,ef}$$

Tensiunea totală de ieșire este formată dintr-un semnal de c.a. având valoarea vârf la vârf de 1,07 × 2,828 = 3,03 V, axat pe o componentă continuă de 5,53 V.

Exercițiu complementar Ce modificări ar suferi funcționarea amplificatorului din fig. 9-15 dacă s-ar folosi un tranzistor cu $V_{GS(blocare)} = -2$ V? Se presupune că toți ceilalți parametri rămân neschimbați.

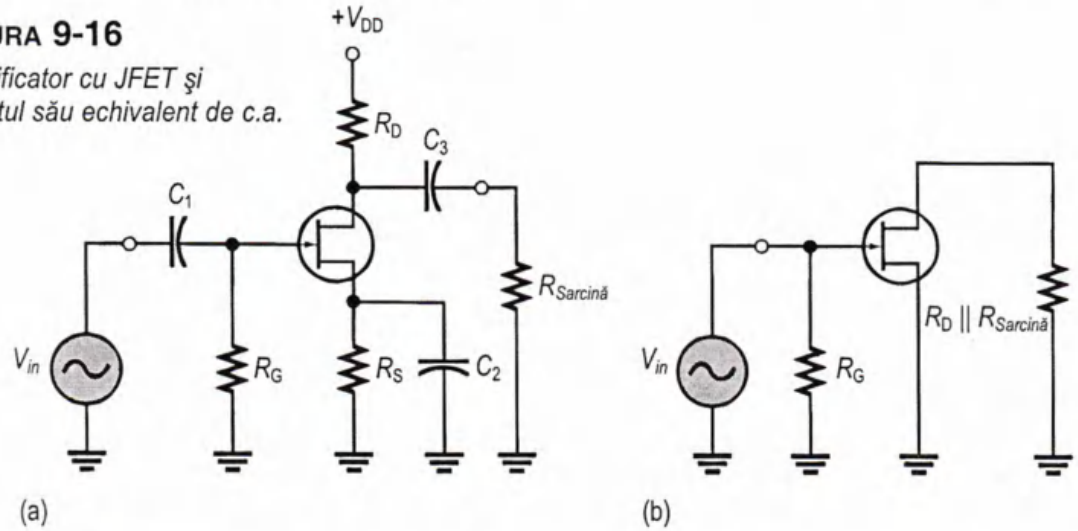
Dependența câștigului în tensiune de sarcina în c.a.

Dacă la ieșirea amplificatorului se conectează o sarcină printr-un condensator de cuplaj, ca în fig. 9-16(a), rezistența din drenă în c.a. este, practic, R_D în paralel cu $R_{sarcină}$, deoarece capătul de sus al rezistorului R_D se află la masa de c.a. Rezistența totală din drenă, în c.a., este:

$$R_d = \frac{R_D R_{sarcină}}{R_D + R_{sarcină}}$$

Conectarea sarcinii reduce deci câștigul în tensiune față de cel obținut cu ieșirea în gol, așa cum ilustrează și exemplul 9-6.

FIGURA 9-16
Amplificator cu JFET şi circuitul său echivalent de c.a.



EXEMPLUL 9-6

Dacă la ieșirea amplificatorului din exemplul 9-5 se conectează un rezistor de sarcină de 4,7 kΩ, ce valoare eficace va avea tensiunea de ieșire?

Rezolvare

Rezistența din drenă în c.a. este:

$$R_d = \frac{R_D R_{\text{sarcină}}}{R_D + R_{\text{sarcină}}} = \frac{(3{,}3\,\text{k}\Omega)(4{,}7\,\text{k}\Omega)}{8\,\text{k}\Omega} = 1{,}94\,\text{k}\Omega$$

Calculând V_{out}, obținem:

$$V_{out} = g_m R_d V_{in} = (3{,}25\,\text{mS})(1{,}94\,\text{k}\Omega)(100\,\text{mV}) = \mathbf{631\,mV\,ef}$$

În exemplul 9-5, tensiunea alternativă de ieșire în gol a fost de 1,07 V ef.

Exerciţiu complementar Dacă la ieșirea amplificatorului din exemplul 9-5 se conectează un rezistor de sarcină de 10 kΩ, iar dispozitivul JFET se înlocuiește cu unul având g_m = = 3000 μS, care va fi valoarea eficace a tensiunii de ieșire?

Inversarea fazei

Tensiunea de ieșire (din drenă) este defazată cu 180° față de tensiunea de intrare (în poartă). Inversarea fazei poate fi simbolizată exprimând câștigul în tensiune printr-o valoare negativă, $-A_v$. Amintiți-vă că ați întâlnit aceeași situație la amplificatoarele cu tranzistor bipolar cu emitorul comun.

Rezistența de intrare

Deoarece intrarea într-un amplificator cu sursa comună se face prin poartă, rezistența de intrare este foarte mare. Teoretic, este infinită, deci neglijabilă. Așa cum știți, valoarea foarte mare a rezistenței de intrare este impusă de joncțiunea *pn*, polarizată invers, la JFET și de structura de izolare a porții la MOSFET. Rezistența de intrare reală, văzută de sursa de semnal este formată din rezistorul R_G, dintre poartă și masă, în paralel cu rezistența de intrare a tranzistorului, V_{GS}/I_{GSS}. De obicei, în cataloage, valoarea curentului rezidual invers, I_{GSS}, este specificată pentru o anumită valoare V_{GS}, pentru a se putea calcula rezistența de intrare a tranzistorului.

$$R_{in} = R_G \| \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \right) \tag{9-7}$$

EXEMPLUL 9-7

Ce rezistență de intrare vede sursa de semnal din fig. 9-17? I_{GSS} = 30 nA la V_{GS} = 10 V.

Rezolvare

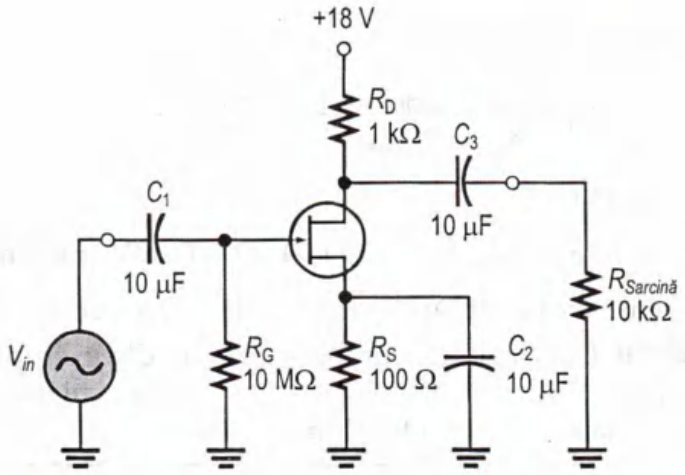
Rezistența de intrare în poarta tranzistorului este:

$$R_{\text{IN(poartă)}} = \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} = \frac{10\,\text{V}}{30\,\text{nA}} = 333\,\text{M}\Omega$$

Rezistența de intrare văzută de sursa de semnal are valoarea:

$$R_{in} = R_G \| R_{\text{IN(poartă)}} = 10\,\text{M}\Omega \| 333\,\text{M}\Omega = \mathbf{9{,}7\,M\Omega}$$

FIGURA 9-17



Exercițiu complementar Ce valoare are rezistența totală de intrare dacă I_{GSS} = 1 nA la V_{GS} = 10 V?

Amplificatoare cu MOSFET cu sursa comună

Până acum am folosit un JFET ca exemplu pentru analizarea amplificatoarelor cu sursa comună. Amplificatoarele cu MOSFET pot fi tratate similar, cu excepția configurațiilor de polarizare necesare. De obicei, un MOSFET cu canal inițial este polarizat la zero, iar unul cu canal indus, la o tensiune V_{GS} mai mare decât valoarea de prag.

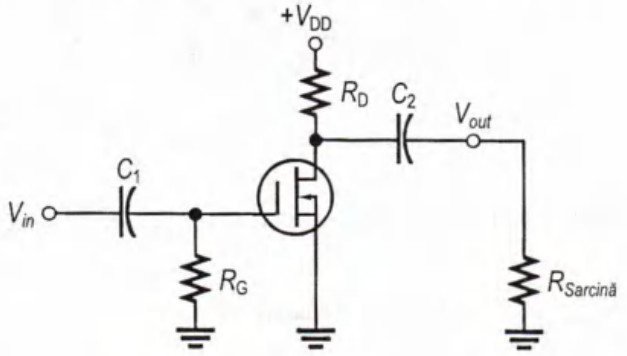
MOSFET cu canal inițial Figura 9-18 reprezintă un amplificator cu sursa comună realizat cu MOSFET cu canal inițial. Analiza în c.c. a acestui amplificator este ceva mai simplă decât pentru un JFET, deoarece $I_D = I_{DSS}$ la $V_{GS} = 0$. Cunoscând I_D, rămâne de calculat doar V_D.

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

Analiza în c.a. se face la fel ca pentru amplificatorul cu JFET.

FIGURA 9-18

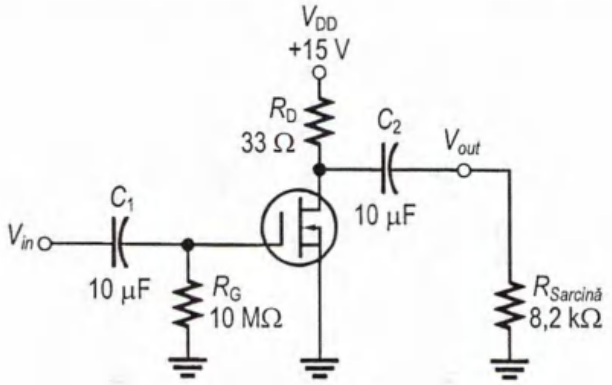
Amplificator cu sursa comună realizat cu MOSFET cu canal inițial.



EXEMPLUL 9-8

Dispozitivul MOSFET cu canal inițial din amplificatorul prezentat în fig. 9-19 are I_{DSS} de 200 mA și g_m de 200 mS. Calculați tensiunea continuă în drenă și tensiunea alternativă de ieșire. V_{in} = 500 mV.

FIGURA 9-19



Rezolvare

Amplificatorul este polarizat la zero, deci:

$$I_D = I_{DSS} = 200\,\text{mA}$$

Prin urmare:

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 15\,\text{V} - (200\,\text{mA})(33\,\Omega) = \mathbf{8{,}4\,V}$$

$$R_d = R_D \| R_{sarcină} = 33\,\Omega \| 8{,}2\,\text{k}\Omega = \mathbf{39{,}2\,\Omega}$$

Tensiunea alternativă de ieșire este:

$$V_{out} = g_m R_d V_{in} = (200\,\text{mS})(39{,}2\,\Omega)(500\,\text{mV}) = \mathbf{3{,}29\,V}$$

Exercițiu complementar Dacă tranzistorul din acest exemplu se înlocuiește cu un alt MOSFET cu canal inițial, având g_m = 100 mS și I_{DSS} = 100 mA, cât va fi tensiunea alternativă de ieșire pentru V_{in} = 500 mV?

MOSFET cu canal indus Figura 9-20 prezintă un amplificator cu sursa comună realizat cu un MOSFET cu canal indus. În acest circuit, tensiunea V_{GS} mai mare decât valoarea de prag se obține prin polarizarea cu divizor de tensiune. Analiza în c.c. a circuitului, care necesită calcularea valorii I_D din ecuația caracteristicii dispozitivelor MOSFET cu canal indus (ecuația (8-4)), se efectuează astfel:

$$V_{GS} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{DD}$$

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$

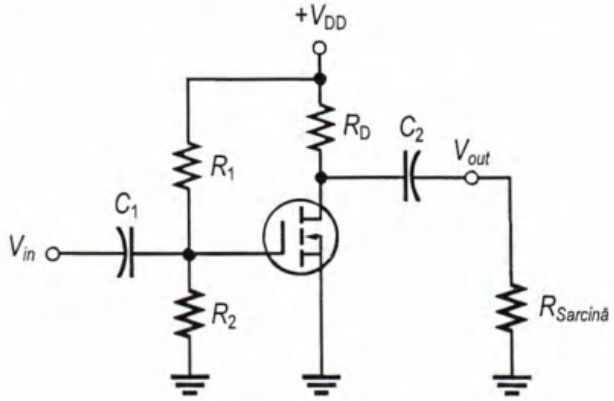
Expresia câștigului în tensiune este aceeași ca pentru JFET și MOSFET cu canal inițial. Rezistența de intrare în c.a. este:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| R_{IN(poartă)} \qquad (9\text{-}8)$$

unde $R_{IN(poartă)} = V_{GS}/I_{GSS}$.

FIGURA 9-20

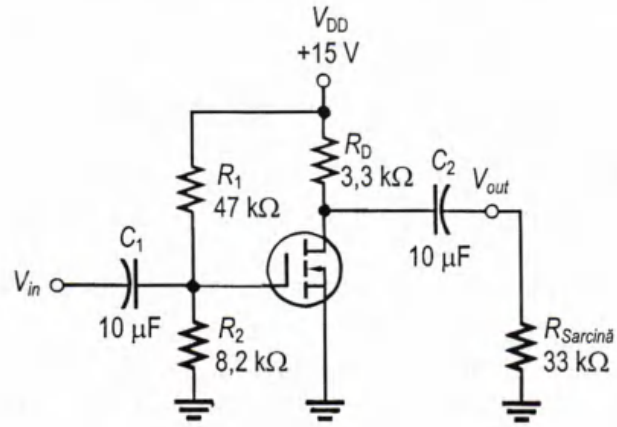
Amplificator cu sursa comună, realizat cu MOSFET cu canal indus.



EXEMPLUL 9-9

Un amplificator cu sursa comună, realizat cu un MOSFET cu canal indus este prezentat în fig. 9-21. Determinați V_{GS}, I_D, V_{DS} și tensiunea alternativă de ieșire. Dispozitivul folosit are următorii parametri: $I_{D(cond)} = 200$ mA la $V_{GS} = 4$ V, $V_{GS(prag)} = 2$ V și $g_m = 23$ mS. $V_{in} = 25$ mV.

FIGURA 9-21



Rezolvare

$$V_{GS} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)V_{DD} = \left(\frac{8{,}2\,\text{k}\Omega}{55{,}2\,\text{k}\Omega}\right)15\,\text{V} = \mathbf{2{,}23\,V}$$

Pentru $V_{GS} = 4$ V:

$$K = \frac{I_{D(cond)}}{(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2} = \frac{200\,\text{mA}}{(2{,}23\,\text{V} - 2\,\text{V})^2} = 50\,\text{mA/V}^2$$

Deci:

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2 = (50\,\text{mA/V}^2)(2{,}23\,\text{V} - 2\,\text{V})^2 = \mathbf{2{,}65\,mA}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 15\,\text{V} - (2{,}65\,\text{mA})(3{,}3\,\text{k}\Omega) = \mathbf{6{,}26\,V}$$

$$R_d = R_D \| R_{sarcină} = 3{,}3\,\text{k}\Omega \| 33\,\text{k}\Omega = 3\,\text{k}\Omega$$

Tensiunea alternativă de ieșire are valoarea:

$$V_{out} = A_v V_{in} = g_m R_d V_{in} = (23\,\text{mS})(3\,\text{k}\Omega)(25\,\text{mV}) = \mathbf{1{,}73\,V}$$

Exercițiu complementar Parametrii tranzistorului din fig. 9-21 sunt: $I_{D(cond)}$ = 100 mA la V_{GS} = 5 V, $V_{GS(prag)}$ = 1 V și g_m = 10 mS. Calculați V_{GS}, I_D, V_{DS} și tensiunea alternativă de ieșire. V_{in} = 25 mV.

SECȚIUNEA 9-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce mărimi determină câștigul în tensiune al unui amplificator cu sursa comună realizat cu FET?
2. Un amplificator are R_D = 1 kΩ. Cu cât variază câștigul său dacă în drenă se cuplează capacitiv o rezistență de sarcină de 1 kΩ?

9-4 AMPLIFICATOARE CU DRENA COMUNĂ

Amplificatorul cu drena comună (DC), despre care vom discuta în această secțiune, este comparabil cu amplificatorul cu colectorul comun, realizat cu tranzistor bipolar. Amintiți-vă că amplificatorul în CC se mai numește „repetor pe emitor". În mod similar, amplificatorul cu drena comună mai este denumit „repetor pe sursă", deoarece tensiunea din sursă are, cu aproximație, aceeași amplitudine ca tensiunea de intrare (în poartă), fiind și în fază cu aceasta. Cu alte cuvinte, tensiunea din sursă urmărește tensiunea de intrare din poartă.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați funcționarea amplificatoarelor cu drena comună, realizate cu FET

- Să analizați un amplificator în DC
- Să calculați câștigul în tensiune al unui amplificator în DC
- Să calculați rezistența de intrare a unui amplificator în DC

În fig. 9-22 este prezentat un amplificator cu JFET cu **drena comună**. În cazul acestui circuit s-a folosit polarizarea automată. Semnalul de intrare se aplică în poartă prin condensatorul de cuplaj C_1, iar semnalul de ieșire se transmite rezistorului de sarcină prin C_2. În circuitul drenei nu există nici un rezistor.

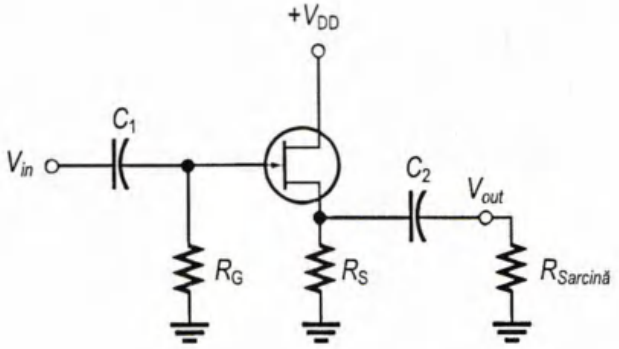


FIGURA 9-22

Amplificator cu drena comună (repetor pe sursă), realizat cu JFET.

Câştigul în tensiune

Ca pentru toate amplificatoarele, câștigul în tensiune este $A_v = V_{out}/V_{in}$. La **repetorul pe sursă**, V_{out} este I_dR_s, iar V_{in} este $V_{gs} + I_dR_s$, cum observați în fig. 9-23. Prin urmare, câștigul în tensiune de la poartă la sursă este $I_dR_s/(V_{gs} + I_dR_s)$. Făcând substituția $I_d = g_mV_{gs}$, obținem:

$$A_v = \frac{g_m V_{gs} R_s}{V_{gs} + g_m V_{gs} R_s}$$

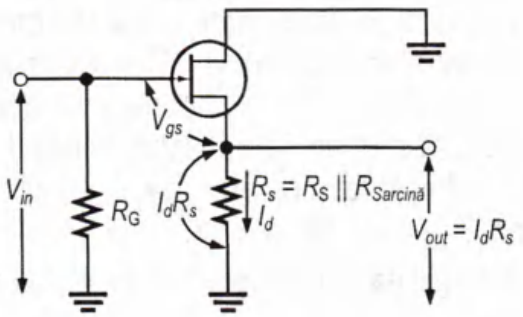
V_{gs} se simplifică, deci:

$$A_v = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} \tag{9-9}$$

Trebuie remarcat că totdeauna câștigul în tensiune este ușor subunitar. Dacă $g_mR_s >> 1$, se poate accepta aproximația $A_v \cong 1$. Tensiunea de ieșire se culege din sursă, fiind deci în fază cu tensiunea din poartă (de intrare).

FIGURA 9-23

Tensiunile definitorii pentru un amplificator cu drena comună; rezistorul de sarcină este inclus prin gruparea în paralel cu R_S.



Rezistența de intrare

Deoarece semnalul de intrare se aplică în poartă, rezistența de intrare văzută de sursa de semnal de intrare este foarte mare, ca și la configurația de amplificare cu sursa comună. Rezistența totală de intrare este formată din rezistorul din circuitul de poartă, R_G, în paralel cu rezistența de intrare în poartă.

$$R_{in} = R_G \parallel R_{IN(poartă)} \tag{9-10}$$

unde $R_{IN(poartă)} = V_{GS}/I_{GSS}$.

EXEMPLUL 9-10

Determinați câștigul în tensiune al amplificatorului din fig. 9-24 folosindu-vă de informațiile cuprinse în foaia de catalog din fig. 9-25. Calculați, de asemenea, rezistența de intrare. Folosiți valorile de catalog minime, acolo unde există.

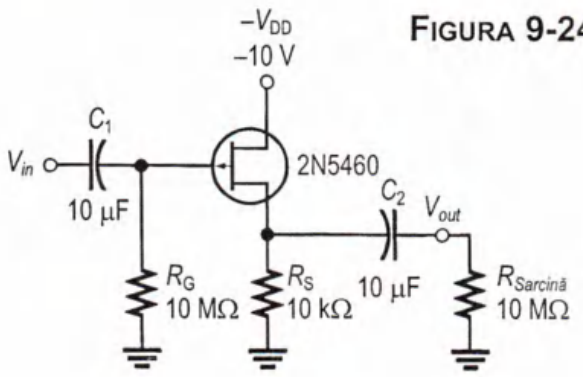


FIGURA 9-24

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Tip.	Max.	Unit.
Caracteristici de blocare						
Tensiunea de străpungere poartă-sursă		$V_{(BR)GSS}$				V c.c.
(I_G = 10 μA c.c., V_{DS} = 0)	2N5460, 2N5461, 2N5462		40	–	–	
	2N5463, 2N5464, 2N5465		60	–	–	
Curentul invers de poartă		I_{GSS}				nA c.c.
(V_{GS} = 20 V c.c., V_{DS} = 0)	2N5460, 2N5461, 2N5462		–	–	5,0	
(V_{GS} = 30 V c.c., V_{DS} = 0)	2N5463, 2N5464, 2N5465		–	–	5,0	μA c.c.
(V_{GS} = 20 V c.c., V_{DS} = 0, T_A = 100°C)	2N5460, 2N5461, 2N5462		–	–	1,0	
(V_{GS} = 30 V c.c., V_{DS} = 0, T_A = 100°C)	2N5463, 2N5464, 2N5465		–	–	1,0	
Tensiunea poartă-sursă de blocare		$V_{GS(off)}$				V c.c.
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 1,0 μA c.c.)	2N5460, 2N5463		0,75	–	6,0	
	2N5461, 2N5464		1,0	–	7,5	
	2N5462, 2N5465		1,8	–	9,0	
Tensiunea poartă-sursă		V_{GS}				V c.c.
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 0,1 mA c.c.)	2N5460, 2N5463		0,5	–	4,0	
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 0,2 mA c.c.)	2N5461, 2N5464		0,8	–	4,5	
(V_{DS} = 15 V c.c., I_D = 0,4 mA c.c.)	2N5462, 2N5465		1,5	–	6,0	
Caracteristici de conducție						
Curentul de drenă la tensiune zero pe poartă		I_{DSS}				mA c.c.
(V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)	2N5460, 2N5463		–1,0	–	–5,0	
	2N5461, 2N5464		–2,0	–	–9,0	
	2N5462, 2N5465		–4,0	–	–16	
Caracteristici de semnal mic						
Admitanța de transfer direct		$\|Y_{fs}\|$				μS
(V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)	2N5460, 2N5463		1000	–	4000	
	2N5461, 2N5464		1500	–	5000	
	2N5462, 2N5465		2000	–	6000	
Admitanța de ieșire (V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f =1,0 kHz)		$\|Y_{os}\|$	–	–	75	μS
Capacitatea de intrare (V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)		C_{iss}	–	5,0	7,0	pF
Capacitatea de transfer invers (V_{DS} = 15 V c.c., V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)		C_{rss}	–	1,0	2,0	pF

FIGURA 9-25

Fragment de foaie de catalog pentru JFET cu canal p tip 2N5460.

Rezolvare

Deoarece $R_{sarcină} >> R_S$, $R_s \cong R_S$. Din fragmentul de foaie de catalog din fig. 9-25, $g_m = y_{fs}$ = 1000 μS (valoarea minimă). Câștigul în tensiune este:

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{(1000\,\mu S)(10\,k\Omega)}{1 + (1000\,\mu S)(10\,k\Omega)} = 0{,}909$$

Din foaia de catalog, I_{GSS} = 5 nA (valoarea maximă) la V_{GS} = 20 V. Rezultă:

$$R_{IN(poartă)} = \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} = \frac{20\,V}{5\,nA} = 4000\,M\Omega$$

$$R_{IN} = R_G \| R_{IN(poartă)} = 10\,M\Omega \| 4000\,M\Omega \cong \mathbf{10\,M\Omega}$$

Exercițiu complementar Dacă s-ar folosi valoarea maximă a g_m pentru tranzistorul 2N5460 din repetorul pe sursă din fig. 9-24, cât ar fi câștigul în tensiune?

SECȚIUNEA 9-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este valoarea maximă teoretică a câștigului în tensiune al unui amplificator cu drena comună?
2. Care mărimi determină câștigul în tensiune al unui amplificator cu drena comună?

9-5 AMPLIFICATOARE CU POARTA COMUNĂ

Configurația de amplificare cu FET cu poarta comună, prezentată în secțiunea aceasta, poate fi comparată cu configurația cu baza comună a amplificatoarelor cu tranzistoare bipolare. La fel ca în BC, amplificatoarele cu poarta comună (PC) au rezistența de intrare foarte mică. Aceasta este una dintre caracteristicile prin care se deosebesc de amplificatoarele în SC și în DC, care au rezistența de intrare foarte mare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați și să analizați modul de funcționare al amplificatoarelor cu FET cu poarta comună

- ▶ Să analizați un amplificator în PC
- ▶ Să calculați câștigul în tensiune al unui amplificator în PC
- ▶ Să calculați rezistența de intrare a unui amplificator în PC

În fig. 9-26 este prezentat un amplificator cu **poarta comună**, cu polarizare automată. Poarta este conectată direct la masă. Semnalul de intrare se aplică în terminalul sursei, prin C_1. Semnalul de ieșire se culege din terminalul drenei, prin condensatorul C_2.

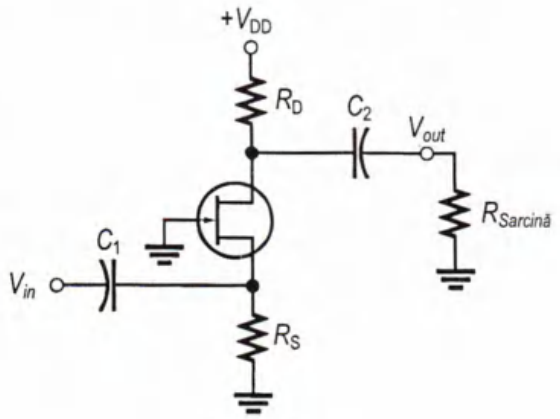


FIGURA 9-26

Amplificator cu poarta comună, realizat cu JFET.

Câștigul în tensiune

Câștigul în tensiune de la sursă la drenă se deduce astfel:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_d}{V_{gs}} = \frac{I_d R_d}{V_{gs}} = \frac{g_m V_{gs} R_d}{V_{gs}}$$

$$A_v = g_m R_d \tag{9-11}$$

unde $R_d = R_D \parallel R_{sarcină}$. Remarcați că expresia câștigului este aceeași ca în cazul amplificatoarelor cu sursa comună, realizate cu JFET.

Rezistența de intrare

Așa cum ați învățat, atât configurația cu sursa comună, cât și cea cu drena comună se caracterizează prin rezistențe de intrare foarte mari deoarece intrarea se face prin poartă. Spre deosebire de acestea, configurația cu poarta comună, la care semnalul de intrare se aplică în sursă, prezintă o rezistență de intrare mică, așa cum demonstrează calculele următoare.

În primul rând, curentul de intrare este egal cu curentul de drenă.

$$I_{in} = I_s = I_d = g_m V_{gs}$$

În al doilea rând, tensiunea de intrare este egală cu V_{gs}.

$$V_{in} = V_{gs}$$

Rezultă că rezistența de intrare în terminalul sursei este:

$$R_{in(sursă)} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{gs}}{g_m V_{gs}}$$

$$R_{in(sursă)} = \frac{1}{g_m} \tag{9-12}$$

De exemplu, dacă g_m are valoarea de 4000 μS, atunci:

$$R_{in(sursă)} = \frac{1}{4000\,\mu S} = 250\,\Omega$$

EXEMPLUL 9-11

Pentru amplificatorul din fig. 9-27, determinați valoarea minimă a câștigului în tensiune și rezistența de intrare.

Rezolvare

În foaia de catalog din fig. 9-25, g_m = = 2000 μS (valoare minimă). La ieșirea acestui amplificator cu poarta comună este conectat un rezistor de sarcină, deci rezistența reală din circuitul drenei este $R_D \parallel R_{sarcină}$, iar câștigul minim în tensiune este:

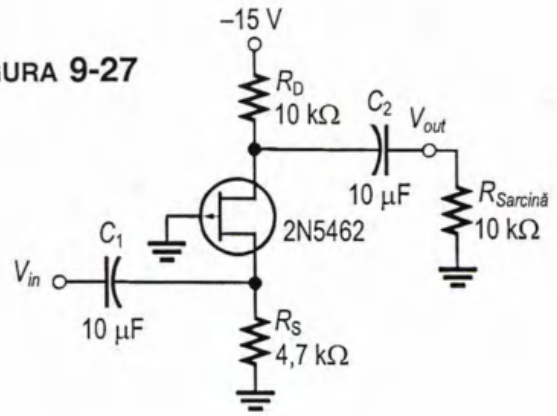


FIGURA 9-27

$$A_v = g_m(R_D \| R_{sarcină}) = (2000\,\mu S)(10\,k\Omega \| 10\,k\Omega) = \mathbf{10}$$

Rezistența de intrare în terminalul sursei este:

$$R_{in(sursă)} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{2000\,\mu S} = 500\,\Omega$$

Sursa de semnal vede, de fapt, R_S în paralel cu $R_{in(sursă)}$, deci rezistența totală de intrare este:

$$R_{in} = R_{in(sursă)} \| R_S = 500\,\Omega \| 4{,}7\,k\Omega = \mathbf{452\,\Omega}$$

Exercițiu complementar Care va fi rezistența de intrare a amplificatorului din fig. 9-27 dacă se înlocuiește R_S cu un rezistor de 10 kΩ?

SECȚIUNEA 9-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

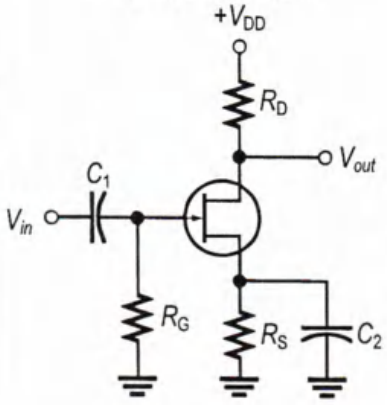
1. Care este principala deosebire dintre configurația de amplificator cu poarta comună și celelalte două configurații?
2. Care sunt mărimile ce determină câștigul în tensiune și rezistența de intrare ale unui amplificator cu poarta comună?

Amplificatoare cu FET – rezumat

Schemele și formulele de mai jos sunt valabile pentru dispozitive cu canal *n*. În cazul dispozitivelor cu canal *p*, V_{DD} este negativă.

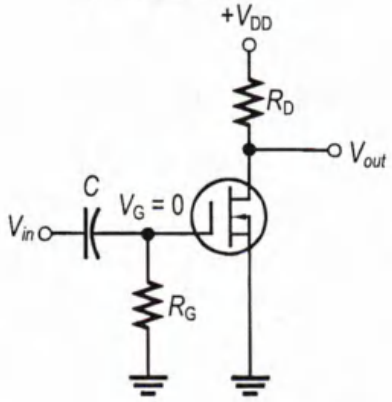
Amplificatoare cu sursa comună

JFET
Polarizare automată



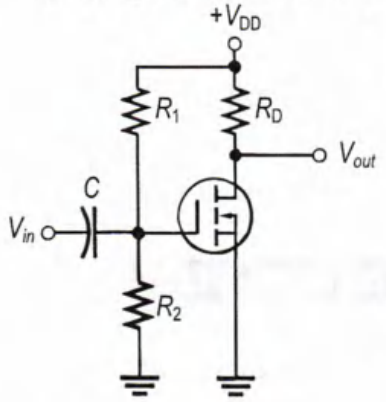
- $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$
- $A_v = g_m R_d$
- $R_{in} = R_G \| \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right)$

MOSFET cu canal inițial
Polarizare la zero



- $I_D = I_{DSS}$
- $A_v = g_m R_d$
- $R_{in} = R_G \| \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right)$

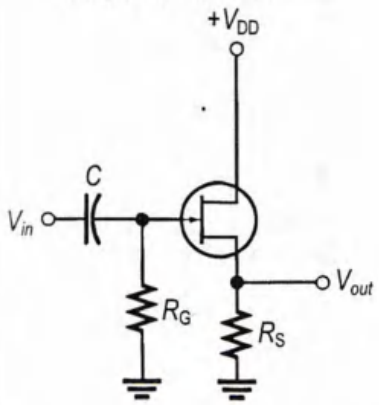
MOSFET cu canal indus
Polarizare prin divizor de tensiune



- $I_D = K(V_{GS} - V_{GS(prag)})^2$
- $A_v = g_m R_d$
- $R_{in} = R_1 \| R_2 \| \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right)$

Amplificator cu drena comună

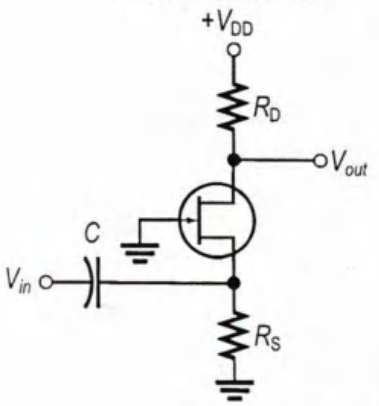
JFET
Polarizare automată



- $I_D = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$
- $A_v = \dfrac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$
- $R_{in} = R_G \| \left(\dfrac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right)$

Amplificator cu poarta comună

JFET
Polarizare automată



- $I_D = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$
- $A_v = g_m R_d$
- $R_{in} = \left(\dfrac{1}{g_m}\right) \| R_S$

9-6 DEPANARE

Un tehnician care are cunoştinţele de bază despre funcţionarea circuitelor şi care poate analiza, la nevoie, un anume circuit este mult mai bine cotat decât unul care se limitează la a efectua teste de rutină. Din secţiunea de faţă veţi afla cum se testează o cartelă cu circuite a cărei documentaţie se rezumă la o simplă schemă, fără a avea menţionate tensiunile corecte şi metoda de testare. În asemenea situaţii se dovedesc foarte utile cunoştinţele de bază despre funcţionarea circuitelor, ca şi capacitatea de a efectua o analiză rapidă.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să depanaţi amplificatoare cu FET

- ▶ Să depanaţi un amplificator cu două etaje în SC
- ▶ Să stabiliţi legăturile dintre o schemă şi cartela cu circuite realizată pe baza ei

Să ne imaginăm că vi s-a dat o cartelă cu circuite extrasă din etajul de amplificare audio al unui sistem de amplificare a sunetului şi vi s-a spus doar că nu merge bine. Primul pas pe care trebuie să-l faceţi este să obţineţi o schemă a întregului sistem şi să

localizați pe ea circuitul realizat pe cartela defectă. Circuitul este un amplificator cu două etaje realizate cu FET, ca acela din fig. 9-28.

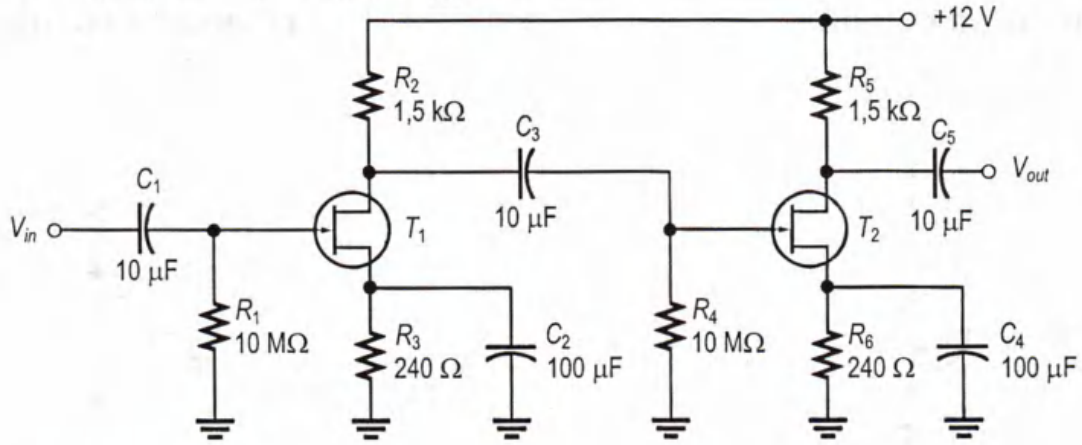


FIGURA 9-28

Circuit de amplificare cu două etaje realizate cu FET.

Pentru depistarea defectului se efectuează următoarea succesiune de operații.

Etapa 1: Determinați care ar trebui să fie valorile tensiunilor din circuit, ca să știți ce anume să căutați. Mai întâi faceți rost de foaia de catalog a tranzistorului utilizat (presupunem că T_1 și T_2 sunt de același tip) și citiți valoarea g_m, pentru a putea calcula valoarea tipică a câștigului în tensiune. Să presupunem că, în cazul de față, valoarea tipică din catalog pentru g_m este de 5000 μS. Pornind de la această valoare, calculați câștigul în tensiune, în condiții normale, al fiecărui etaj (remarcați că etajele sunt identice). Concret însă, g_m poate avea orice valoare între cea minimă și cea maximă din catalog. Având în vedere că rezistența de intrare este foarte mare, înseamnă că nu vor apărea probleme de adaptare la cuplajul dintre etaje, cum se întâmplă la amplificatoarele realizate cu tranzistoare bipolare. Deci câștigul în tensiune cu ieșirea în gol al fiecărui etaj este:

$$A_v = g_m R_2 = (5000\ \mu S)(1{,}5\,k\Omega) = 7{,}5$$

Deoarece etajele sunt identice, valoarea tipică a câștigului total ar trebui să fie:

$$A_v' = (7{,}5)(7{,}5) = 56{,}3$$

În continuare vom ignora mărimile de c.c. și ne vom concentra atenția asupra urmăririi semnalului.

Etapa 2: Amenajați-vă o masă de lucru pe care să puteți conecta cartela defectă la un semnal de intrare de test, la o sursă de alimentare cu c.c. și la masă. În schemă, valoarea tensiunii continue de alimentare este de +12 V. Aplicați la intrare un semnal de testare de 10 mV ef. Această valoare este aleasă arbitrar (fiind limitată totuși de parametrii de ieșire ai sursei de semnal) și suficient de mică pentru ca tensiunea semnalului de ieșire să fie cu mult sub valoarea de 12 V vârf la vârf, impusă de tensiunea dintre borna pozitivă a sursei de alimentare cu c.c. și masă (știți că excursia în tensiune a semnalului de ieșire nu poate depăși 12 V într-un sens și 0 V în celălalt). Fixați frecvența sursei de semnal sinusoidal la o valoare arbitrară din spectrul

audio (de pildă, 10 kHz), deoarece știți că este vorba despre un amplificator audio. Se consideră, în general, că frecvențele din spectrul audio sunt cele cuprinse între 20 Hz și 20 kHz.

Etapa 3: Vizualizați pe un osciloscop semnalul de intrare din poarta tranzistorului T_1 și semnalul de ieșire din drena tranzistorului T_2. Veți obține formele de undă din fig. 9-29. Măsurând tensiunea de ieșire, găsiți valoarea de vârf de 226 mV. Valoarea de vârf a tensiunii de ieșire, obținută din calcule este:

$$V_{out} = V_{in}A_v' = (14{,}14\,\text{mV})(56{,}3) = 796\,\text{mV la vârf}$$

Semnalul de ieșire este mult mai mic decât cel corect.

Etapa 4: Urmăriți semnalul de la ieșire către intrare, pentru a depista defectul. În fig. 9-29 sunt prezentate oscilogramele tensiunilor din punctele indicate. Tensiunea de vârf în poarta tranzistorului T_2 este de 106 mV – corectă, conform calculelor (14,14 mV x 7,5 = 106 mV). Deci din drena tranzistorului T_1 se primește un semnal corect. Prin urmare, defectul se află în etajul al doilea. Din oscilograme rezultă că tranzistorul T_2 are un câștig mult mai mic decât cel normal (213 mV/100 mV = 2,13, în loc de 7,5).

Etapa 5: Analizați cauzele posibile ale defectului remarcat. Există trei cauze care pot conduce la o scădere a câștigului:

1. T_2 are transconductanța (g_m) mai mică decât valoarea tipică din catalog. Verificați în catalog dacă pentru valoarea minimă a transconductanței este posibil să se obțină câștigul din cazul nostru concret.
2. R_5 are o valoare mai mică decât cea înscrisă pe schemă.
3. Condensatorul de decuplare C_4 este întrerupt.

Singura modalitate prin care puteți verifica dacă valoarea g_m scăzută este cauza defectului este înlocuirea tranzistorului T_2 cu unul nou, de același tip, și testarea ulterioară a circuitului cu același semnal de intrare. Pentru a verifica dacă rezistorul R_5 are valoarea corectă, îi desprindeți un terminal din circuit și apoi îi măsurați rezistența cu ohmmetrul. Este bine, totuși, să evitați dezlipirea inutilă a componentelor și să încercați să izolați defectul începând prin a măsura tensiunea semnalului în sursa tranzistorului T_2. În cazul în care condensatorul funcționează corect, în sursă veți măsura doar o tensiune continuă. Prezența unei tensiuni de semnal în sursa tranzistorului indică întreruperea condensatorului C_4. Dacă R_6 nu este decuplat, expresia câștigului este $g_mR_d/(1 + g_mR_s)$, în loc de g_mR_d, și, de aici, câștigul mai mic obținut.

SECȚIUNEA 9-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este condiția necesară pentru a efectua eficient o depanare?
2. Presupuneți că, în amplificatorul din fig. 9-28, C_2 s-a întrerupt. Care sunt simptomele ce vă vor face să suspectați acest defect?
3. Dacă se întrerupe C_3 din circuitul amplificatorului, se va modifica valoarea câștigului primului etaj?

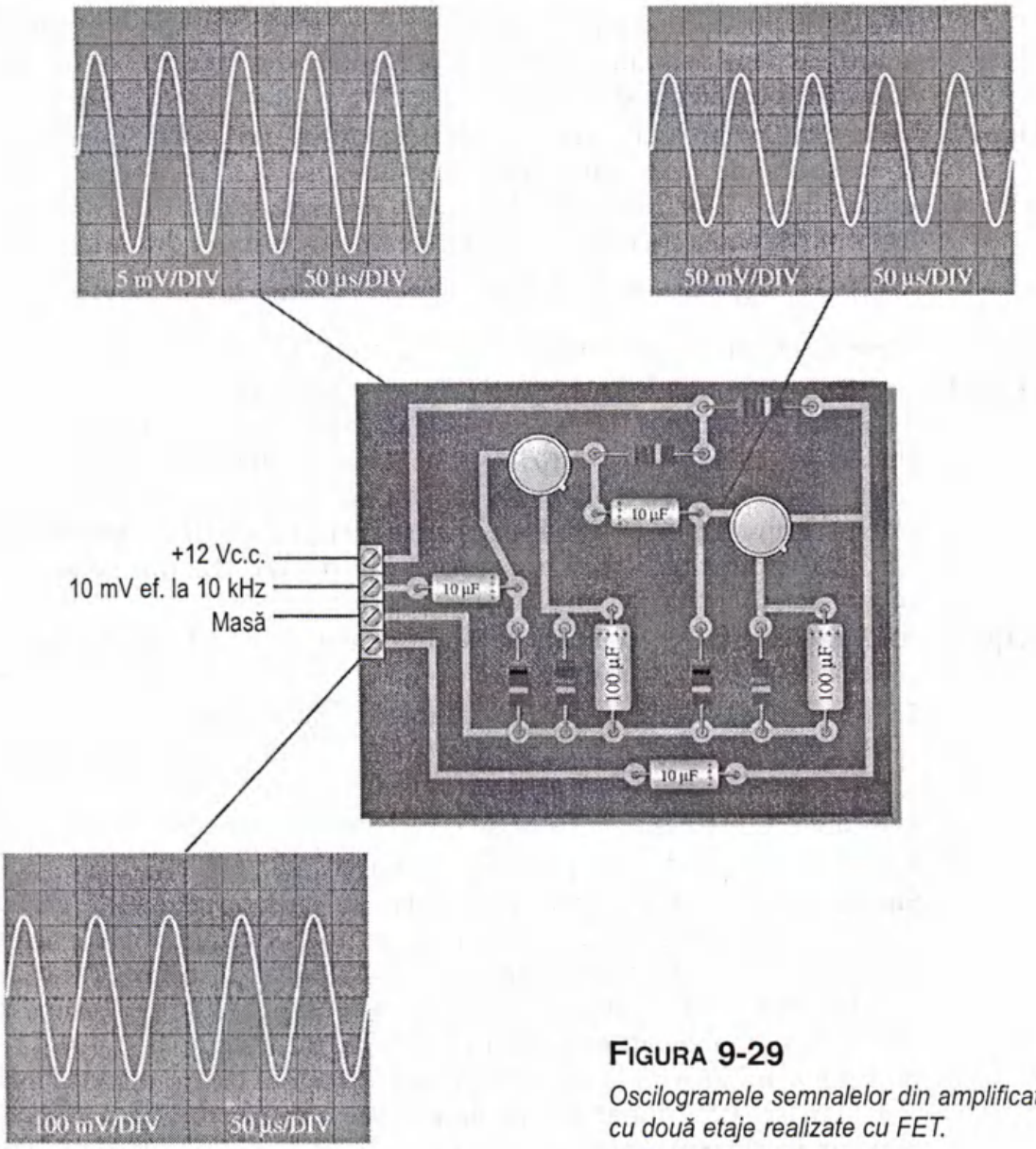


FIGURA 9-29

Oscilogramele semnalelor din amplificatorul cu două etaje realizate cu FET.

9-7 APLICAȚIE PRACTICĂ

Compania la care lucrați are ocazia să cumpere un stoc de dispozitive MOSFET cu canal inițial 2N3797, la preț foarte mic. Șeful dumneavoastră vrea să afle dacă s-ar putea modifica schema preamplificatorului audio din sistemul de amplificare pentru spații largi, aflat în producția curentă, astfel ca tranzistoarele bipolare să fie înlocuite cu tranzistoare cu efect de câmp. Dumneavoastră ați primit sarcina de a analiza noul circuit și de a-l implementa pe o placă de probă pentru a-i putea compara parametrii de lucru cu cei ai amplificatorului cu tranzistoare bipolare. Va trebui să apelați la cunoștințele acumulate din acest capitol pentru a vă duce munca la bun sfârșit.

Trecere în revistă a amplificatorului cu tranzistoare bipolare

În fig. 9-30 este prezentată schema amplificatorului cu tranzistoare bipolare, utilizat în momentul de față la echiparea sistemului de amplificare audio pentru spații largi. (Vezi aplicația practică din capitolul 6.)

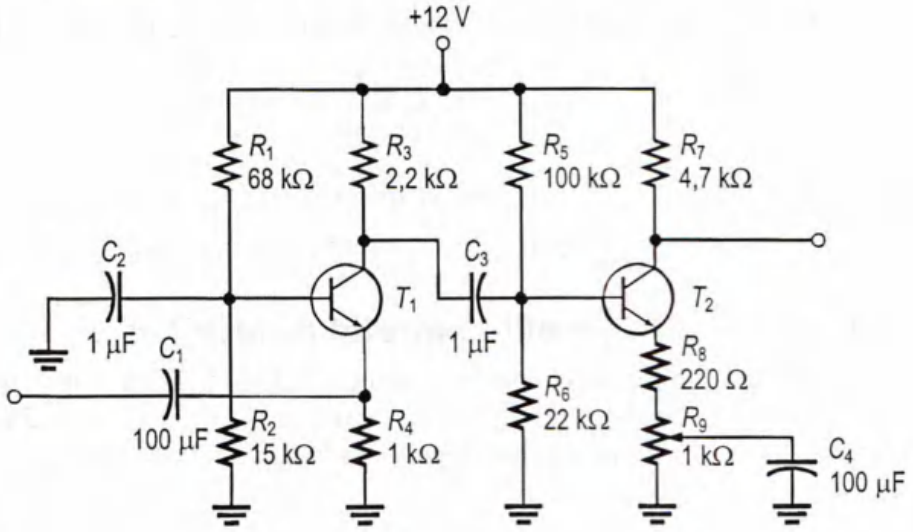


FIGURA 9-30

Preamplificatorul audio cu tranzistoare bipolare. Ambele tranzistoare sunt de tipul 2N3904. Se consideră $\beta_{c.c.} = \beta_{c.a.} = 100$.

Parametrii amplificatorului cu tranzistoare bipolare

S-a constatat că amplificatorul cu două etaje realizate cu tranzistoare bipolare are câștigul total în tensiune variabil între limitele 145 și 733, după cum urmează:

Etajul 1:

$$V_B = \left(\frac{R_2 \| \beta_{C.C.} R_4}{R_1 + R_2 \| \beta_{C.C.} R_4} \right) V_{CC} = 1{,}93\,\text{V}$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\,\text{V} = 1{,}23\,\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1{,}23\,\text{mA}$$

$$r'_e = 20{,}3\,\Omega$$

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{R_3 \| R_{IN(\text{bază}\,2)}}{r'_e} = \frac{1{,}93\,\text{k}\Omega}{20{,}3\,\Omega} = 95$$

Etajul 2:

$$V_B = \left(\frac{R_6 \| \beta_{C.C.} (R_8 + R_8)}{R_5 + R_6 \| \beta_{C.C.} (R_8 + R_8)} \right) V_{CC} = 1{,}88\,\text{V}$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\,\text{V} = 1{,}18\,\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = 0{,}97\,\text{mA}$$

$$r'_e = 25{,}8\,\Omega$$

$$A_{v(max)} = \frac{R_c}{r'_e + R_8} = \frac{4{,}7\,\text{k}\Omega}{245{,}8\,\Omega} = 19{,}1$$

$$A_{v(min)} = \frac{R_c}{r'_e + R_8 + R_9} = \frac{4{,}7\,\text{k}\Omega}{1245{,}8\,\Omega} = 3{,}77$$

Atenuarea în circuitul de intrare: Intrarea de microfon are rezistența de 30 Ω.

$$\text{Atenuarea} = \frac{20{,}3\,\Omega}{20{,}3\,\Omega + 30\,\Omega} = 0{,}404$$

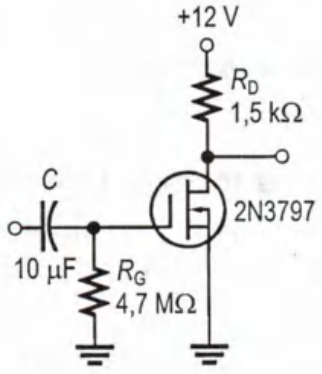
Câștigul în tensiune total: $A_{v(tot)} = (0{,}404)(95)(19{,}1) = 733$ maxim

$A_{v(tot)} = (0{,}404)(95)(3{,}77) = 145$ minim

Schema de principiu a amplificatorului cu MOSFET

Șeful dumneavoastră v-a pus la dispoziție o schemă de principiu a unui etaj de amplificare cu MOSFET, cea din fig. 9-31, și v-a cerut s-o analizați pentru a stabili dacă se poate utiliza într-un amplificator cu mai multe etaje care să aibă același câștig în tensiune ca și varianta cu tranzistoare bipolare.

FIGURA 9-31
Schema unui etaj de amplificare cu MOSFET.

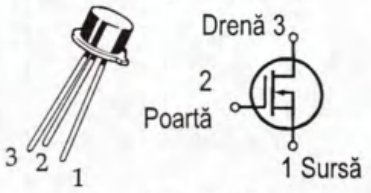


- Consultând foaia de catalog din fig. 9-32, determinați valorile minimă și maximă ale tensiunii continue drenă-sursă. Amintiți-vă că pentru un MOSFET cu canal inițial, polarizat la zero, curentul de drenă este egal cu I_{DSS}.
- Folosind tot foaia de catalog din fig. 9-32, determinați valorile minimă și maximă ale câștigului în tensiune.
- Studiați consecințele variației I_{DSS} de la un exemplar la altul al aceluiași tip de dispozitiv și propuneți o soluție pentru reducerea la minimum a acestor consecințe.
- Studiați consecințele dependenței de g_m a câștigului în tensiune al etajului de amplificare cu MOSFET și propuneți o soluție pentru reducerea la minimum a acestor consecințe.

Valori limită absolute

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea drenă-sursă	V_{DS}		V c.c.
2N3796		25	
2N3797		20	
Tensiunea poartă-sursă	V_{GS}	±10	V c.c.
Curentul de drenă	I_D	20	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C	P_D	200	mW
Corectare peste 25°C cu		1,14	mW/°C
Temperatura joncțiunii	T_J	+175	°C
Domeniul de temperatură pentru stocare	T_{stg}	−65 ...+200	°C

2N3796
2N3797
Capsulă 22-03, stil 2
TO-18 (TO-206AA)



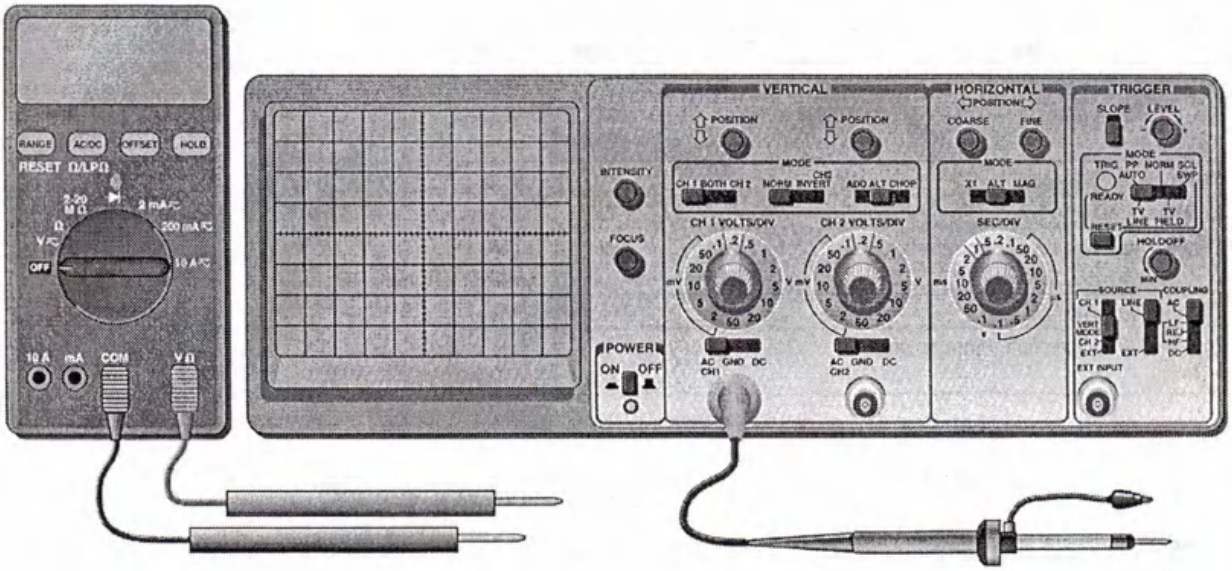
MOSFET
Aplicații audio de mică putere cu canal *n*, cu sărăcire

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Tip.	Max.	Unit.
Caracteristici de blocare						
Tensiunea de străpungere drenă-sursă		$V_{(BR)DSX}$				V c.c.
(V_{GS} = −4,0 V, I_D = 5,0 μA)	2N3796		25	30	–	
(V_{GS} = −7,0 V, I_D = 5,0 μA)	2N3797		20	25	–	
Curentul invers de poartă		I_{GSS}				pA c.c.
(V_{GS} = −10 V, V_{DS} = 0)			–	–	1,0	
(V_{GS} = −10 V, V_{DS} = 0, T_A = 150°C)			–	–	200	
Tensiunea poartă-drenă de blocare		$V_{GS(off)}$				V c.c.
(I_D = 0,5 μA, V_{DS} = 10 V)	2N3796		–	−3,0	−4,0	
(I_D = 2,0 μA, V_{DS} = 10 V)	2N3797		–	−5,0	−7,0	
Curentul invers drenă-poartă		I_{DGO}	–	–	1,0	pA c.c.
(V_{DG} = 10 V, I_S = 0)						
Caracteristici de conducție						
Curentul de drenă la tensiune zero pe poartă		I_{DSS}				mA c.c.
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0)	2N3796		0,5	1,5	3,0	
	2N3797		2,0	2,9	6,0	
Curentul de drenă în conducție		$I_{D(on)}$				mA c.c.
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = +3,5 V)	2N3796		7,0	8,3	14	
	2N3797		9,0	14	18	
Caracteristici de semnal mic						
Admitanța de transfer direct		$\|Y_{fs}\|$				μS
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)	2N3796		900	1200	1800	
	2N3797		1500	2300	3000	
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)	2N3796		900	–	–	
	2N3797		1500	–	–	
Admitanța de ieșire		$\|Y_{os}\|$				μS
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 kHz)	2N3796		–	12	25	
	2N3797		–	27	60	
Capacitatea de intrare		C_{iss}				pF
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)	2N3796		–	5,0	7,0	
	2N3797		–	6,0	8,0	
Capacitatea de transfer invers		C_{rss}	–	0,5	0,8	pF
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)						

FIGURA 9-32

Fragment de foaie de catalog pentru dispozitivul MOSFET cu canal inițial 2N3797.



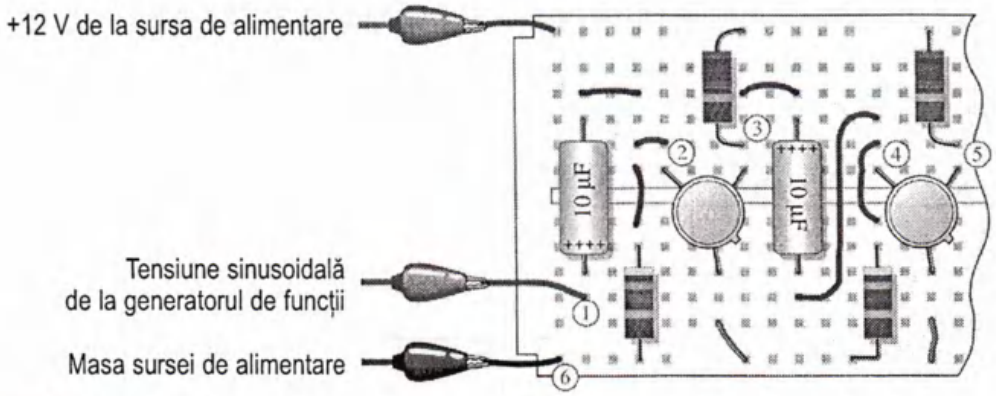


FIGURA 9-33

Bancul de testare a cartelei de probă conținând circuitul amplificatorului cu două etaje realizate cu MOSFET.

Comportarea amplificatorului pe bancul de testare

Bancul de testare a cartelei de probă conținând circuitul amplificatorului cu MOSFET este prezentat în fig. 9-33. Pe cartela de probă s-au cablat două etaje de amplificare, în vederea testării. Cele două tranzistoare 2N3797 au fost alese la întâmplare dintr-un lot mai mare.

Verificați dacă s-a realizat corect cablarea circuitului pe cartela de probă.

- Măsurătorile efectuate pe circuitul realizat pe cartela de probă sunt prezentate în fig. 9-34, pentru fiecare serie de măsurători utilizându-se alte tranzistoare. Deci pentru prima serie de măsurători s-au ales la întâmplare două tranzistoare 2N3797, apoi acestea au fost înlocuite cu alte două tranzistoare alese la întâmplare, pentru a doua serie de măsurători. Numerele încercuite indică punctele din circuit în care se pot conecta aparatele de măsură.
- Explicați din ce cauză se obțin, din cele două serii de măsurători, valori diferite ale tensiunilor continue.

- Explicați din ce cauză se obțin, din cele două serii de măsurători, valori diferite ale tensiunilor alternative.
- Se pot afla I_{DSS} și g_m, corespunzătoare fiecărui tranzistor, din măsurătorile prezentate în fig. 9-34? Dacă răspunsul este afirmativ, determinați aceste valori pentru toate cele patru tranzistoare.
- Determinați câștigul fiecărui etaj corespunzător fiecărei serii de măsurători din fig. 9-34.
- Presupunând că valoarea teoretică maximă a câștigului poate fi realizată dacă se centrează V_{DS} la 6 V și se selecționează cu grijă dispozitivele MOSFET astfel încât să aibă g_m de valoare maximă și I_{DSS} de valoare tipică, aflați câte etaje de amplificare ar fi necesare pentru a realiza un câștig egal cu câștigul maxim obținut de amplificatorul cu tranzistoare bipolare din fig. 9-30. Nu uitați să introduceți în calcule atenuarea din circuitul de intrare, dacă este cazul.

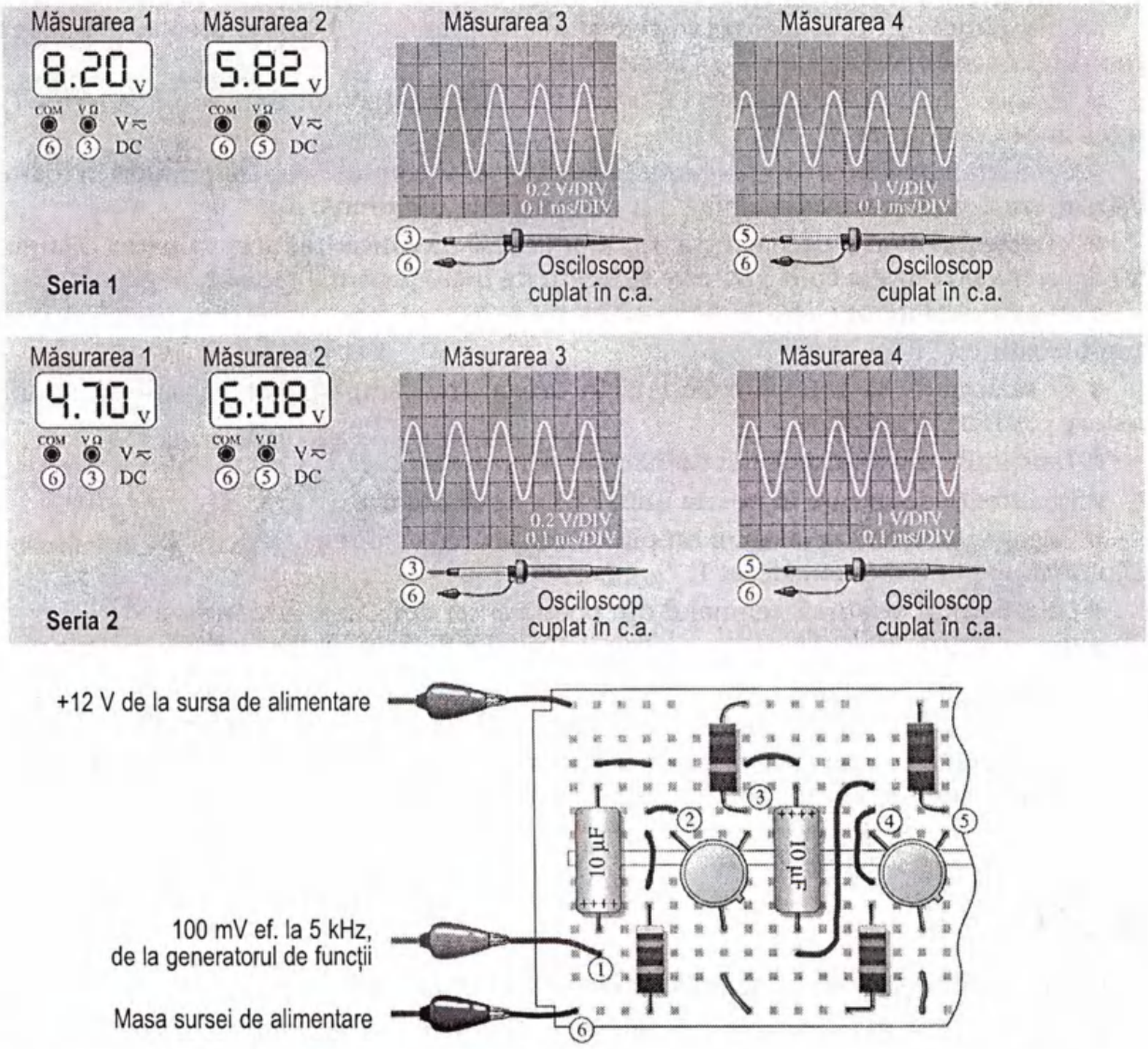


FIGURA 9-34

Măsurările de tensiune efectuate asupra amplificatorului pentru două serii de dispozitive MOSFET.

Referatul

Întocmiți un referat, destinat șefului dumneavoastră, în care să cuprindeți următoarele aspecte:

1. Un rezumat al analizei și al rezultatelor testărilor efectuate asupra amplificatorului realizat cu MOSFET.
2. O comparație între performanțele amplificatorului cu MOSFET și ale celui cu tranzistoare bipolare.
3. Propunerea fie de a păstra în producție amplificatorul cu tranzistoare bipolare, fie de a-l înlocui cu unul cu MOSFET.
4. Argumente în sprijinul propunerii dumneavoastră.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Drena unui FET este analogă colectorului unui tranzistor bipolar, sursa este analogă emitorului, iar poarta este analogă bazei.

■ Transconductanța, g_m, a unui FET caracterizează relația dintre curentul de ieșire, I_d, și tensiunea de intrare, V_{gs}.

■ Câștigul în tensiune al unui amplificator cu sursa comună este determinat în foarte mare măsură de transconductanța g_m și de rezistența din drenă, R_d.

■ Rezistența internă drenă-sursă, r'_{ds}, a unui FET modifică (reduce) valoarea câștigului dacă, în comparație cu R_d, nu este suficient de mare pentru a putea fi neglijată.

■ O rezistență nedecuplată între sursă și masă (R_S) reduce câștigul în tensiune al unui amplificator cu FET.

■ O rezistență de sarcină conectată în drena unui amplificator cu sursa comună reduce câștigul în tensiune.

■ Tensiunile din poartă și din drenă sunt defazate cu 180°.

■ Rezistența de intrare în poarta unui FET este foarte mare.

■ Câștigul în tensiune al unui amplificator cu drena comună (repetor pe sursă) este întotdeauna puțin mai mic decât 1.

■ La repetorul pe sursă, semnalul din poartă și cel din sursă sunt în fază.

■ Rezistența de intrare a unui amplificator cu poarta comună este inversul valorii g_m.

■ Câștigul total în tensiune al unui amplificator cu mai multe etaje este produsul câștigurilor în tensiune aferente fiecărui etaj în parte (suma câștigurilor în dB).

■ În general, se obțin câștiguri în tensiune mai mari cu amplificatoarele realizate cu tranzistoare bipolare, comparativ cu cele realizate cu FET.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

BASIC Limbaj de programare (*B*eginner´s *A*ll-purpose *S*ymbolic *I*nstruction Code = Cod de instrucțiuni simbolice multifuncționale pentru începători).

Drenă comună Configurație de amplificare cu FET, în care terminalul drenei este conectat la masă.

Poartă comună Configurație de amplificare cu FET, în care terminalul porții este conectat la masă.

Repetor pe sursă Amplificator cu drena comună.

Sursă comună Configurație de amplificare cu FET, în care terminalul sursei este conectat la masă.

■ FORMULE DE BAZĂ

Amplificarea cu FET

(9-1) $I_d = g_m V_{gs}$ — Curentul de drenă

(9-2) $A_v = g_m R_d$ — Câștigul în tensiune cu sursa la masă sau R_s decuplat

(9-3) $A_v = \frac{g_m R_d}{1 + g_m R_s}$ — Câștigul în tensiune cu R_s nedecuplat

Amplificatorul cu sursa comună

(9-4) $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ — Pentru PSF centrat

(9-5) $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$ — Curentul la polarizarea automată a unui JFET

(9-6) $A_v = g_m R_d$ — Câștigul în tensiune

(9-7) $R_{in} = R_G \| \left(\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right)$ — Rezistența de intrare la polarizarea automată și la zero

(9-8) $R_{in} = R_1 \| R_2 \| R_{IN(poartă)}$ — Rezistența de intrare la polarizarea prin divizor de tensiune

Amplificatorul cu drena comună

(9-9) $A_v = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$ — Câștigul în tensiune

(9-10) $R_{in} = R_G \| R_{IN(poartă)}$ — Rezistența de intrare

Amplificatorul cu poarta comună

(9-11) $A_v = g_m R_d$ — Câștigul în tensiune

(9-12) $R_{in(sursă)} = \frac{1}{g_m}$ — Rezistența de intrare

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Într-un amplificator cu sursa comună, tensiunea de ieșire este:
   (a) defazată cu 180° față de tensiunea de intrare
   (b) în fază cu tensiunea de intrare
   (c) culeasă din sursă (d) culeasă din drenă
   (e) răspunsurile (a) și (c) (f) răspunsurile (a) și (d)
2. Într-un amplificator cu sursa comună (SC), V_{ds} = 3,2 V ef. și V_{gs} = 280 mV ef. Câștigul în tensiune este:
   (a) 1 (b) 11,4 (c) 8,75 (d) 3,2
3. Într-un amplificator în SC, R_D = 1 kΩ, R_S = 560 Ω, V_{DD} = 10 V și g_m = 4500 μS. Dacă rezistorul din circuitul sursei este complet decuplat, câștigul în tensiune este:
   (a) 450 (b) 45 (c) 4,5 (d) 2,52
4. Teoretic, circuitul echivalent al unui FET cuprinde:
   (a) o sursă de curent în serie cu o rezistență
   (b) o rezistență între terminalele de drenă și de sursă
   (c) o sursă de curent între terminalele de poartă și de sursă
   (d) o sursă de curent între terminalele de drenă și de sursă
5. Valoarea curentului furnizat de sursa din întrebarea 4 depinde de:
   (a) transconductanță și tensiunea poartă-sursă
   (b) tensiunea sursei de alimentare cu c.c.
   (c) rezistența din circuitul exterior al drenei
   (d) răspunsurile (b) și (c)
6. Un amplificator cu sursa comună are câștigul în tensiune de 10. Dacă se îndepărtează condensatorul de decuplare a rezistorului din circuitul exterior al sursei:
   (a) câștigul în tensiune va crește (b) transconductanța va crește
   (c) câștigul în tensiune va scădea (d) PSF se va deplasa
7. Un amplificator în SC are rezistența de sarcină de 10 kΩ și R_D = 820 Ω. Dacă g_m = = 5 mS și V_{in} = 500 mV, tensiunea semnalului de ieșire este de:
   (a) 1,89 V (b) 2,05 V (c) 25 V (d) 0,5 V
8. Dacă se îndepărtează rezistența de sarcină din întrebarea 7, tensiunea de ieșire:
   (a) rămâne neschimbată (b) scade (c) crește (d) devine zero
9. Un amplificator cu drena comună (DC), având R_S = 1 kΩ, are transconductanța de 6000 μS. Câștigul în tensiune este:
   (a) 1 (b) 0,86 (c) 0,98 (d) 6
10. În foaia de catalog a unui tranzistor utilizat într-un amplificator în DC se dă I_{GSS}= = 5 nA la V_{GS} = 10 V. Dacă rezistorul dintre poartă și masă, R_G, este de 50 MΩ, rezistența totală de intrare este de aproximativ:
    (a) 50 MΩ (b) 200 MΩ (c) 40 MΩ (d) 20,5 MΩ
11. Amplificatorul cu poarta comună (PC) se deosebește de configurațiile SC și DC prin faptul că are:
    (a) câștigul în tensiune mult mai mare (b) câștigul în tensiune mult mai mic
    (c) rezistența de intrare mult mai mare (d) rezistența de intrare mult mai mică

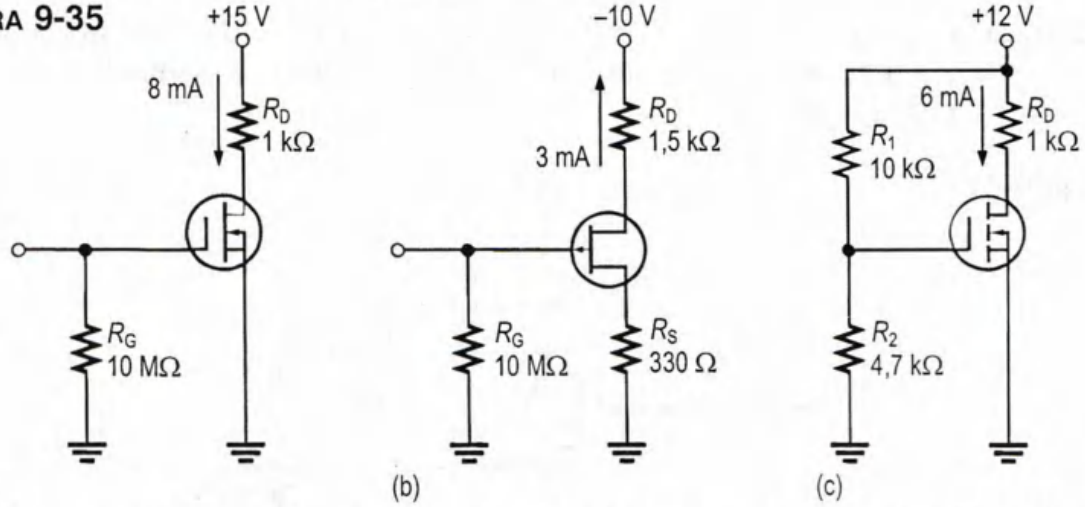
12. Dacă doriți să obțineți atât un câștig mare în tensiune, cât și o rezistență de intrare mare, trebuie să folosiți un amplificator în:
(a) SC (b) DC (c) PC
13. Pentru a funcționa cu semnal mic, un JFET cu canal *n* trebuie polarizat la:
(a) $V_{GS} = 0$ V (b) $V_{GS} = V_{GS(blocare)}$
(c) $-V_{GS(blocare)} < V_{GS} < 0$ V (d) $0 \text{ V} < V_{GS} < +V_{GS(blocare)}$
14. Două amplificatoare cu FET sunt conectate în cascadă. Câștigul în tensiune al primului etaj este 5, iar al celui de-al doilea etaj este 7. Câștigul total în tensiune este:
(a) 35 (b) 12 (c) dependent de sarcina celui de-al doilea etaj
15. Dacă într-un amplificator în SC există o întrerupere internă între drenă și sursă, tensiunea din drenă este egală cu:
(a) 0 V (b) V_{DD} (c) o valoare mai mică decât cea normală (d) V_{GS}

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 9-1 Funcționarea amplificatoarelor de semnal mic cu FET

1. Identificați tipurile de FET din fig. 9-35 și configurațiile lor de polarizare. Teoretic, ce valoare are V_{GS}?
2. Pentru tranzistoarele cu efect de câmp din fig. 9-35, calculați tensiunile continue dintre fiecare terminal și masă.

FIGURA 9-35

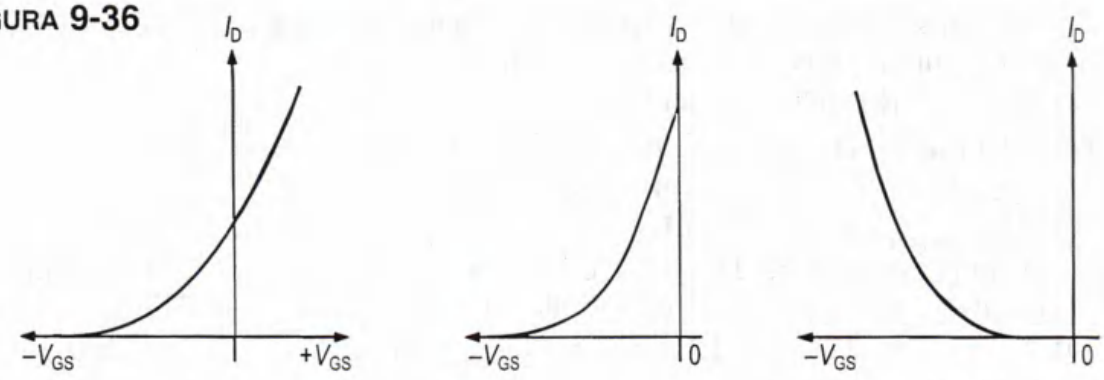


3. Recunoașteți cărui tip de FET îi aparține fiecare caracteristică din fig. 9-36.
4. Pentru dispozitivul JFET a cărui caracteristică este reprezentată grafic în fig. 9-7(a), determinați valoarea I_d vârf la vârf când V_{GS} variază cu ±1,5 V față de PSF.
5. Reluați problema 4 pentru graficele din fig. 9-7(b) și 9-7(c).

Secțiunea 9-2 Amplificarea cu FET

6. Un FET are g_m = 6000 μS. Calculați valoarea eficace a curentului de drenă pentru fiecare dintre următoarele valori eficace ale V_{gs}:
(a) 10 mV (b) 150 mV (c) 0,6 V (d) 1 V

FIGURA 9-36

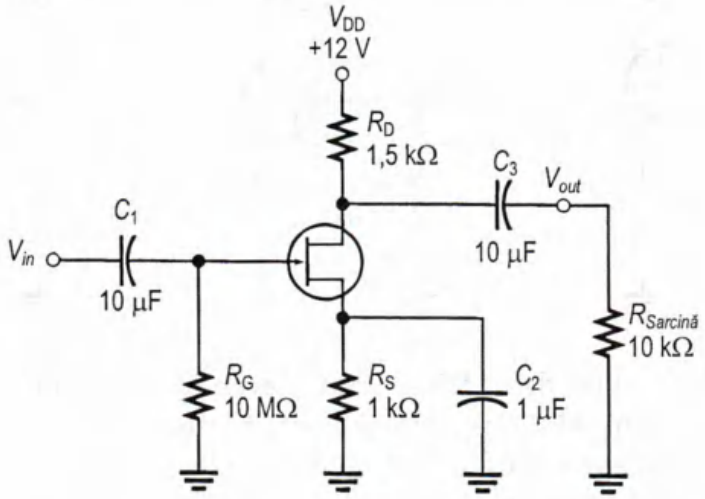


7. Un amplificator cu JFET, a cărui rezistență din sursă este zero, are câștigul de 20. Calculați rezistența din drenă dacă g_m este de 3500 μS.
8. Un amplificator cu FET are g_m de 4,2 mS, r'_{ds} = 12 kΩ și R_D = 4,7 kΩ. Cât este câștigul în tensiune? Se consideră că rezistența din sursă este de 0 Ω.
9. Ce câștig are amplificatorul din problema 8 dacă rezistența din sursă este de 1 kΩ?

Secțiunea 9-3 Amplificatoare cu sursa comună

10. Pentru circuitul din fig. 9-37 aflați V_{DS} și V_{GS} știind că I_D = 2,83 mA, $V_{GS(blocare)}$ = = –7 V și I_{DSS} = 8 mA.
11. Dacă amplificatorului din fig. 9-37 i se aplică un semnal de intrare de 50 mV ef., care este valoarea vârf la vârf a tensiunii de ieșire? g_m = 5000 μS.
12. Dacă la ieșirea amplificatorului din fig. 9-37 se cuplează în c.a. o sarcină de 1500 Ω, care va fi valoarea eficace a tensiunii de ieșire pentru un semnal de intrare de 50 mV ef.? g_m = 5000 μS.

FIGURA 9-37



13. Calculați câștigul în tensiune pentru fiecare amplificator cu sursa comună din fig. 9-38.
14. Desenați circuitele echivalente în c.c. și în c.a. pentru amplificatorul din fig. 9-39.
15. Calculați curentul de drenă pentru circuitul din fig. 9-39, știind că I_{DSS} = 12,7 mA și $V_{GS(blocare)}$ = –4 V. PSF este centrat.

FIGURA 9-38

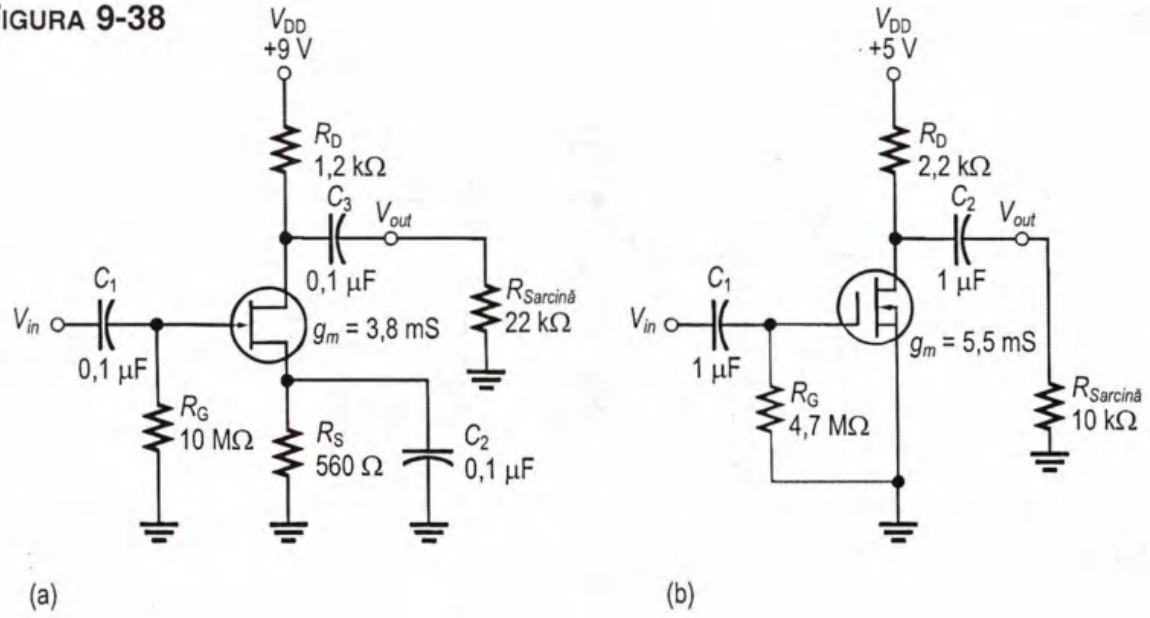
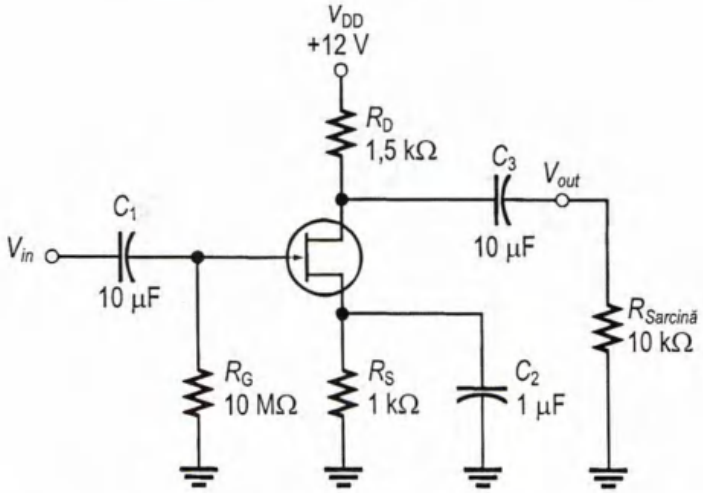


FIGURA 9-39



16. Cât este câștigul amplificatorului din fig. 9-39 după ce se îndepărtează C_2?

17. Un rezistor de 4,7 kΩ se conectează în paralel cu $R_{sarcină}$ din fig. 9-39. Cât va fi câștigul în tensiune?

18. Pentru amplificatorul cu sursa comună din fig. 9-40, calculați I_D, V_{GS} și V_{DS} când PSF este centrat. I_{DSS} = 9 mA și $V_{GS(blocare)}$ = −3 V.

19. Dacă la intrarea amplificatorului din fig. 9-40 se aplică un semnal de 10 mV ef., ce valoare eficace va avea tensiunea de ieșire?

20. Determinați V_{GS}, I_D și V_{DS} pentru amplificatorul din fig. 9-41. $I_{D(cond)}$ = 18 mA la V_{GS} = 10 V, $V_{GS(prag)}$ = 2,5 V și g_m = 3000 μS.

21. Calculați rezistența de intrare văzută de sursa de semnal din fig. 9-42. Se consideră I_{GSS} = 25 nA la V_{GS} = −15 V.

22. Determinați tensiunea totală (de c.c. și c.a.) din drenă și tensiunea V_{out} de ieșire din amplificatorul din fig. 9-43. Se consideră g_m = 4,8 mS și I_{DSS} = 15 mA. Observați că V_{GS} = 0.

23. Pentru amplificatorul cu ieșirea în gol din fig. 9-44, aflați V_{GS}, I_D, V_{DS} și valoarea eficace a tensiunii de ieșire, V_{ds}. $I_{D(cond)}$ = 8 mA la V_{GS} = 12 V, $V_{GS(prag)}$ = 4 V și g_m = 4500 μS.

FIGURA 9-40

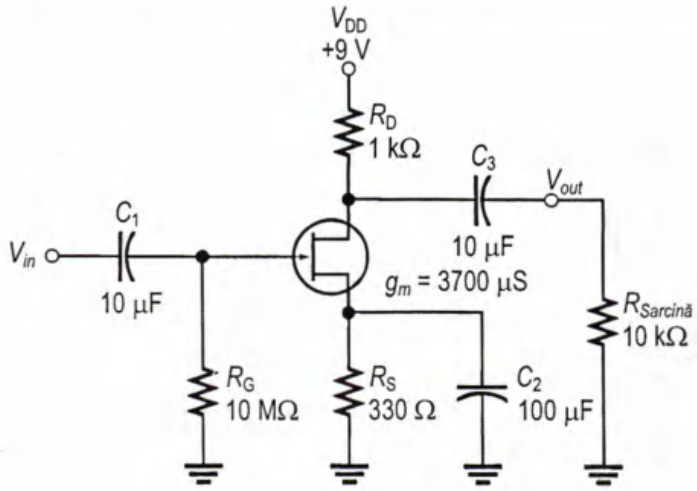


FIGURA 9-41

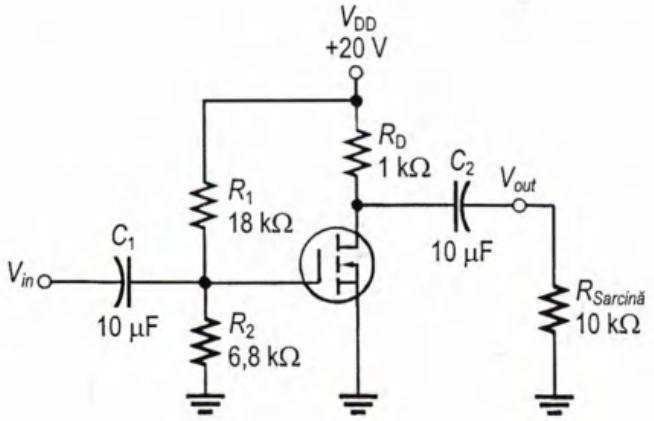


FIGURA 9-42

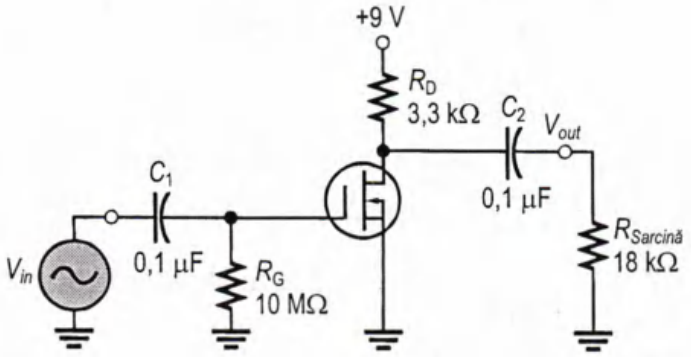


FIGURA 9-43

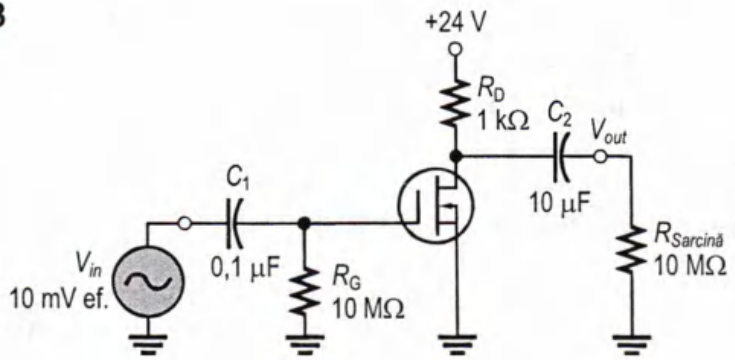
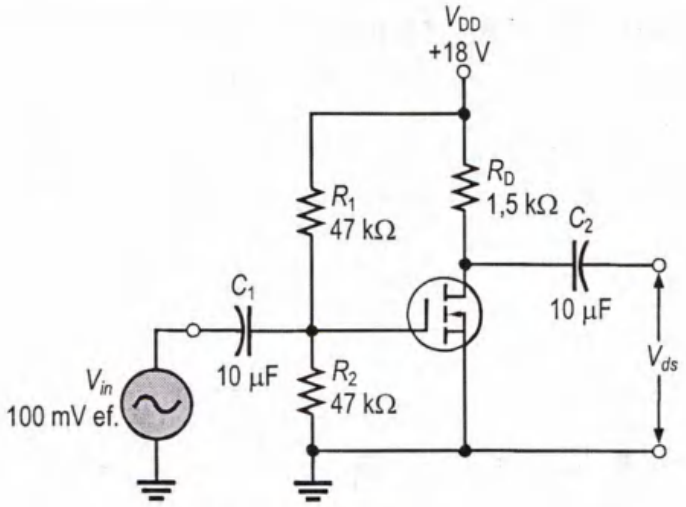


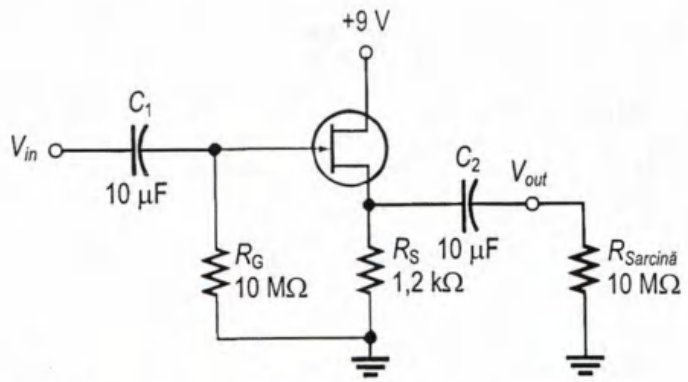
FIGURA 9-44



Secțiunea 9-4 Amplificatoare cu drena comună

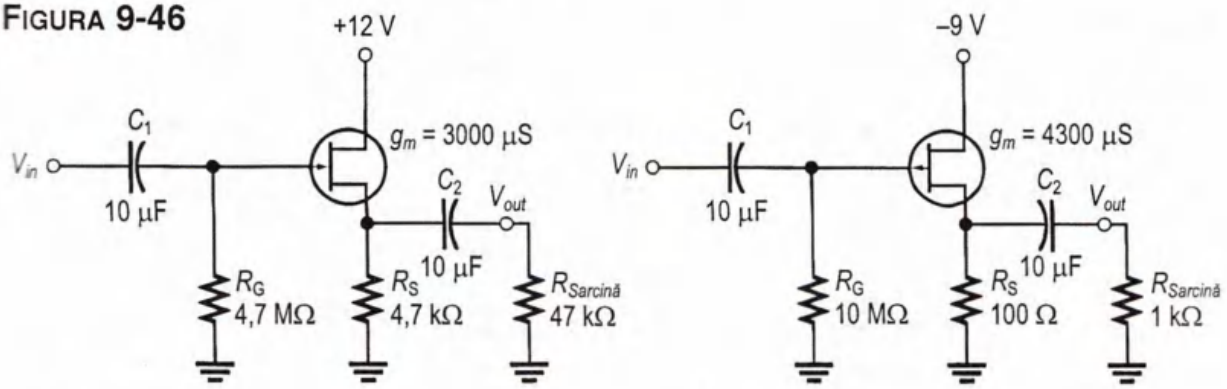
24. Pentru repetorul pe sursă din fig. 9-45, calculați câștigul în tensiune și rezistența de intrare. I_{GSS} = 50 pA la V_{GS} = –15 V și g_m = 5500 μS.
25. Dacă se înlocuiește dispozitivul JFET din fig. 9-45 cu unul având g_m de 3000 μS, ce valori vor avea câștigul și rezistența de intrare, menținând neschimbați ceilalți parametri?

FIGURA 9-45



26. Calculați câștigul fiecărui amplificator din fig. 9-46.
27. Determinați câștigul fiecărui amplificator din fig. 9-46 dacă sarcina cuplată capacitiv se înlocuiește cu una de 10 kΩ.

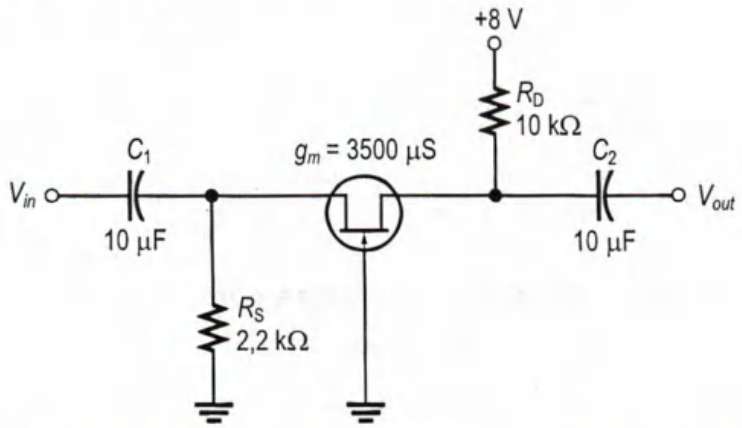
FIGURA 9-46



Secțiunea 9-5 Amplificatoare cu poarta comună

28. Un amplificator cu poarta comună are g_m = 4000 μS și R_d = 1,5 kΩ. Cât este câștigul lui?
29. Ce rezistență de intrare are amplificatorul din problema 28?
30. Calculați câștigul în tensiune și rezistența de intrare pentru amplificatorul cu poarta comună din fig. 9-47.

FIGURA 9-47

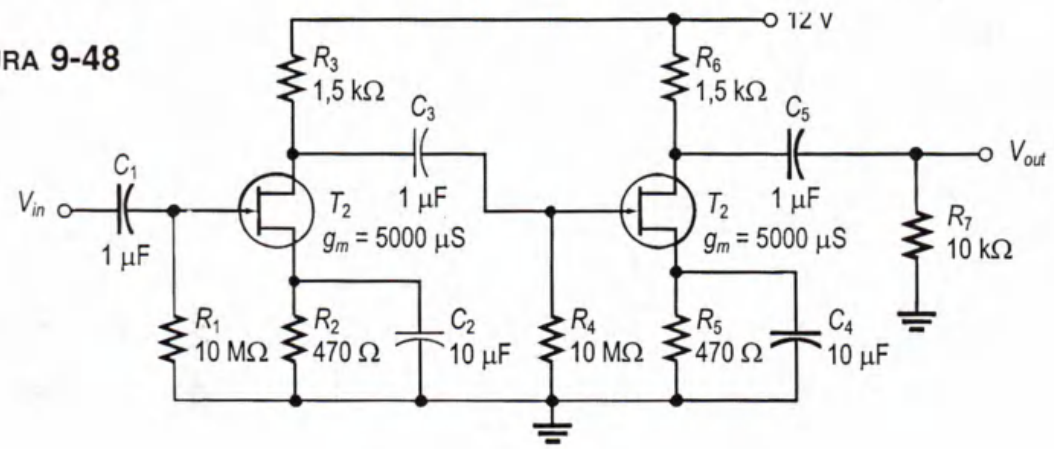


■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 9-6 Depanare

31. Ce simptome apar în cazul fiecăruia dintre următoarele defecte când la intrarea amplificatorului din fig. 9-48 se aplică un semnal de intrare?
    (a) T_1 întrerupt între drenă și sursă (b) R_3 întrerupt
    (c) C_2 străpuns (d) C_3 întrerupt
    (e) T_2 întrerupt între drenă și sursă
32. Dacă, în fig. 9-48, V_{in} = 10 mV ef., ce valoare va avea V_{out} în cazul fiecăruia dintre următoarele defecte?
    (a) C_1 întrerupt (b) C_4 întrerupt
    (c) scurtcircuit între sursa lui T_2 și masă (d) T_2 are poarta întreruptă

FIGURA 9-48



Secțiunea 9-7 Aplicație practică

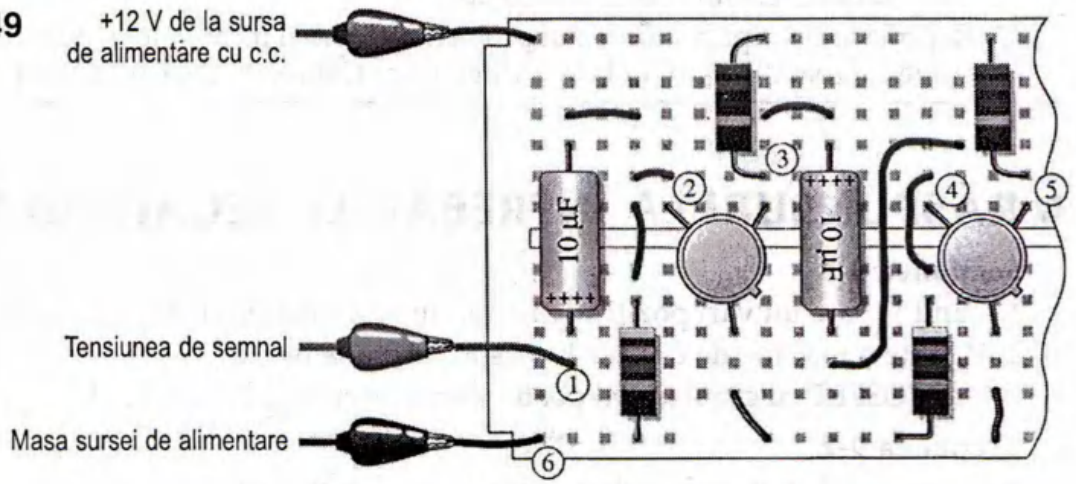
33. În punctul de măsură 1 din fig. 9-49 se aplică o tensiune de 100 mV ef., cu frecvența de 1 kHz. În punctul de măsură 5 se găsește tensiunea continuă de 6,75 V, însă componenta alternativă lipsește. Depistați singurul defect din circuit.

34. Să presupunem că defectul semnalat în problema 33 pentru circuitul din fig. 9-49 a fost remediat, iar la intrare se aplică acum o tensiune de 250 mV ef. Dacă în punctele de măsură indicate mai jos apar tensiunile menționate, depistați defectele posibile și spuneți în ce mod pot fi remediate.

Punctul de măsură 2: 250 mV ef.
Punctul de măsură 3: 800 mV ef.
Punctul de măsură 4: 530 mV ef.
Punctul de măsură 5: 2,12 V ef.

35. Considerăm că defectele circuitului din fig. 9-49, semnalate anterior au fost remediate. Determinați valorile componentelor continuă și alternativă ale tensiunii în punctul de măsură 5 dacă tranzistorul primului etaj are I_{DSS} = 2,85 mA și g_m = = 2200 μS, iar tranzistorul din al doilea etaj are I_{DSS} = 5,10 mA și g_m = 2600 μS. Semnalul de intrare este de 100 mV ef.

FIGURA 9-49



■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

Răspundeți la următoarele întrebări consultând foaia de catalog din fig. 9-32.

36. Cărui tip de FET îi aparține 2N3796?

37. Aflați:

(a) valoarea tipică a $V_{GS(blocare)}$ pentru 2N3796
(b) valoarea maximă a tensiunii drenă-sursă pentru 2N3797
(c) valoarea maximă a puterii disipate, la temperatura mediului ambiant de 25°C, de 2N3797
(d) valoarea maximă a tensiunii poartă-sursă pentru 2N3797

38. Determinați valoarea maximă a puterii disipate, la temperatura mediului ambiant de 55°C, de 2N3796.

39. Aflați g_{m0} minimă, la frecvența de 1 kHz, pentru 2N3796.
40. Care este curentul de drenă al unui 2N3797 la V_{GS} = +3,5 V?
41. Care este valoarea tipică a curentului de drenă pentru un tranzistor 2N3796 polarizat la zero?
42. Care este valoarea maximă posibilă a câștigului în tensiune pentru un amplificator realizat cu un 2N3796 cu sursa comună, având R_d = 2,2 kΩ?

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

43. Domeniul de valori pentru transconductanța directă a unui MOSFET utilizat într-un amplificator cu sursa comună, cu un singur etaj, este cuprins între 2,5 mS și 7,5 mS. Dacă la ieșirea amplificatorului se cuplează capacitiv o sarcină variabilă între 4 kΩ și 10 kΩ, iar rezistența din drenă în c.c. este de 1 kΩ, aflați valorile minimă și maximă ale câștigului în tensiune.
44. Proiectați un amplificator cu 2N3797, alimentat de la o sursă de 24 V. Valoarea tipică a tensiunii continue drenă-sursă trebuie să fie de aproximativ 12 V, iar cea a câștigului în tensiune, de aproximativ 9.
45. Reproiectați amplificatorul din problema 44 astfel încât valoarea câștigului în tensiune să poată fi stabilită la 9, indiferent ce tranzistor 2N3797 s-ar utiliza.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 9-1

1. Când V_{gs} are un vârf pozitiv, I_d are tot un vârf pozitiv, iar V_{ds} are un vârf negativ.
2. V_{gs} este o mărime de c.a., iar V_{GS} este o mărime de c.c.
3. Un MOSFET cu canal inițial poate funcționa cu V_{GS} = 0 V în PSF.

Secțiunea 9-2

1. Tranzistorul cu g_m = 3,5 mS va avea câștigul mai mare.
2. $A_v = g_m R_d$ = (2500 μS)(10 kΩ) = 25
3. Tranzistorul cu R_{ds} = 100 kΩ are câștigul mai mare.

Secțiunea 9-3

1. Câștigul în tensiune al unui amplificator în SC este determinat de g_m și R_d.
2. Câștigul se reduce la jumătate deoarece $R_d = R_D/2$.

Secțiunea 9-4

1. Valoarea maximă teoretică a câștigului în tensiune al unui amplificator în DC este 1.
2. Câștigul în tensiune al unui amplificator în DC este determinat de g_m și R_s.

Secțiunea 9-5

1. Amplificatorul în PC are rezistența de intrare foarte mică ($1/g_m$).
2. Atât câștigul în tensiune, cât și rezistența de intrare depind de g_m.

Secțiunea 9-6

1. Pentru a fi un bun depanator trebuie să înțelegeți cum funcționează circuitul.
2. La întreruperea condensatorului C_2, câștigul primului etaj va deveni mai mic decât în mod normal.
3. Nu, dar semnalul nu se mai transmite etajului următor.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

9-1 ΔI_D scade; distorsiuni și limitare la blocare

9-2 13,2

9-3 5

9-4 2,92

9-5 I_D va fi de 1,44 mA. V_D va crește la 7,25 V. V_{out} va crește până la 1,57 V ef.

9-6 744 mV

9-7 R_{in} = 9,99 MΩ

9-8 1,65 V

9-9 V_{GS} = 2,23 V; I_D = 0,588 mA; V_{DS} = 13,1 V; V_{out} = 750 mV

9-10 0,976

9-11 R_{in} = 476 Ω

CAPITOLUL 10

Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor

Conținutul capitolului

10-1 Noțiuni generale
10-2 Decibelul
10-3 Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe joase
10-4 Capacitatea Miller
10-5 Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe înalte
10-6 Răspunsul global în frecvență al amplificatoarelor
10-7 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu FET
10-8 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje
10-9 Măsurarea răspunsului în frecvență
10-10 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Explicarea răspunsului în frecvență al amplificatoarelor
- Exprimarea în decibeli (dB) a câștigului unui amplificator
- Analizarea răspunsului la frecvențe joase al amplificatoarelor cu tranzistoare bipolare cu joncțiuni
- Calcularea capacităților specifice unui amplificator cu ajutorul teoremei lui Miller
- Analizarea răspunsului la frecvențe înalte al amplificatoarelor cu tranzistoare bipolare cu joncțiuni
- Analizarea răspunsului total în frecvență al amplificatoarelor
- Analizarea răspunsului în frecvență al amplificatoarelor realizate cu FET
- Analizarea răspunsului în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje
- Măsurarea răspunsului în frecvență al amplificatoarelor

Introducere

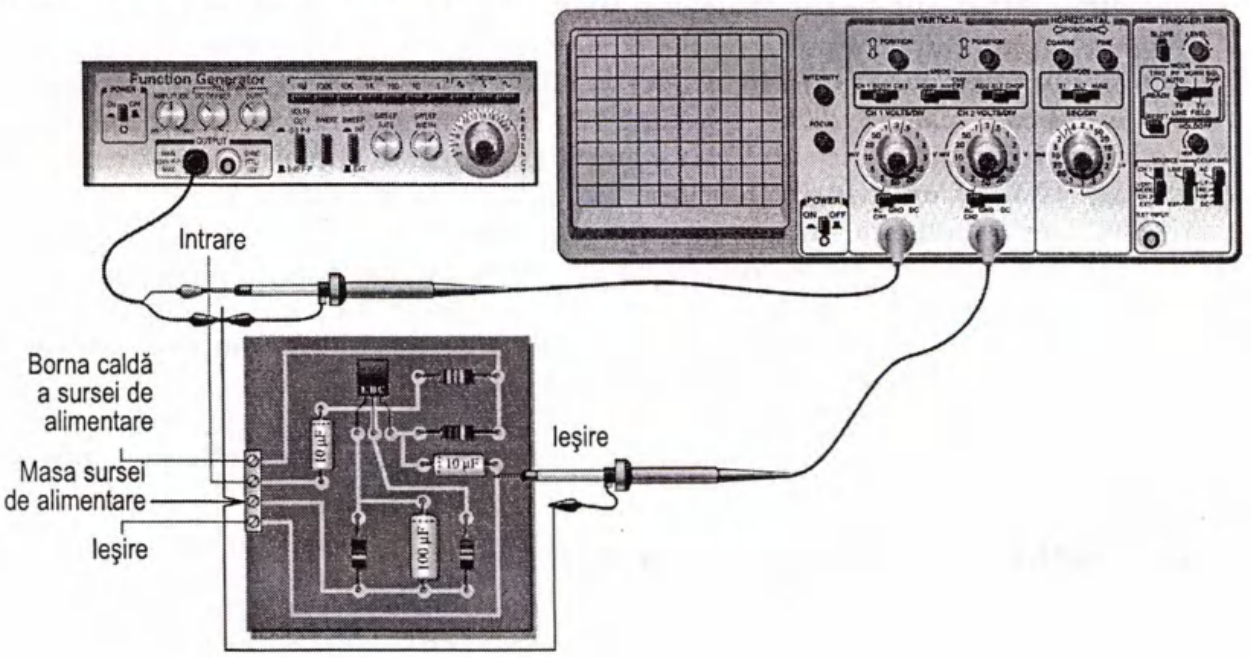
În precedentele capitole referitoare la amplificatoare am neglijat influența frecvenței semnalului de intrare, datorată elementelor capacitive din circuit, asupra parametrilor de funcționare, pentru a ne îndrepta toată atenția către studierea altor aspecte. Astfel, am lucrat în ipoteza simplificatoare că toate condensatoarele de cuplaj și de decuplare pot fi înlocuite prin scurtcircuite, iar capacitățile interne ale tranzistoarelor au fost asimilate unor întreruperi de circuit. Această ipoteză este aplicabilă numai în cazul în care frecvența semnalului se află în centrul domeniului de frecvențe de lucru al amplificatorului.

După cum știți, reactanța capacitivă scade la creșterea frecvenței și reciproc. Sub o anumită valoare a frecvenței, condensatoarele de cuplaj și de decuplare nu mai pot fi considerate scurtcircuite deoarece reactanțele lor devin suficient de mari încât să nu mai poată fi neglijate. De asemenea, peste o anumită frecvență, capacitățile interne ale tranzistoarelor nu mai pot fi considerate întreruperi deoarece reactanțele lor devin suficient de mici pentru a avea o influență semnificativă asupra parametrilor de funcționare. Apare astfel necesitatea studierii răspunsului în frecvență al amplificatoarelor pentru întreaga gamă posibilă de frecvențe de lucru.

În acest capitol va fi prezentată influența gamei de frecvențe de lucru asupra câștigului amplificatoarelor și asupra defazării semnalului de ieșire. Conceptele expuse sunt valabile atât pentru tranzistoarele bipolare cu joncțiuni, cât și pentru tranzistoarele cu efect de câmp, iar pentru exemplificări au fost folosite ambele categorii de dispozitive.

Aplicația practică

În cadrul aplicației practice din secțiunea 10-10 vă veți folosi cunoștințele acumulate pe parcursul capitolului de față pentru a studia modul în care câștigul în tensiune al unui circuit de amplificare cu două etaje variază în funcție de frecvența tensiunii de intrare.



10-1 NOȚIUNI GENERALE

În studiul de până aici al amplificatoarelor, reactanțele capacitive ale condensatoarelor de cuplaj și de decuplare au fost considerate ca având 0 Ω la frecvența semnalului, neglijându-se deci influența lor asupra câștigului amplificatorului și asupra defazajului introdus de acesta. De asemenea, s-a considerat că tranzistoarele au capacități interne suficient de mici pentru a putea fi neglijate la frecvența de lucru. Aceste ipoteze simplificatoare sunt funcționale și necesare pentru studiul teoriei amplificatoarelor. Însă rezultatele obținute prin aplicarea lor oferă o imagine incompletă a modului în care funcționează amplificatoarele și, din acest motiv, secțiunea curentă vă introduce în studiul comportării acestor capacități la diferite frecvențe de lucru. Răspunsul în frecvență al unui amplificator este variația câștigului sau a defazajului introdus în funcție de gama de frecvențe a semnalului de intrare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să expuneți noțiunile generale referitoare la răspunsul în frecvență al amplificatoarelor

- Să explicați comportarea condensatoarelor de cuplaj
- Să explicați comportarea condensatoarelor de decuplare
- Să prezentați capacitățile interne ale tranzistoarelor și să explicați comportarea lor

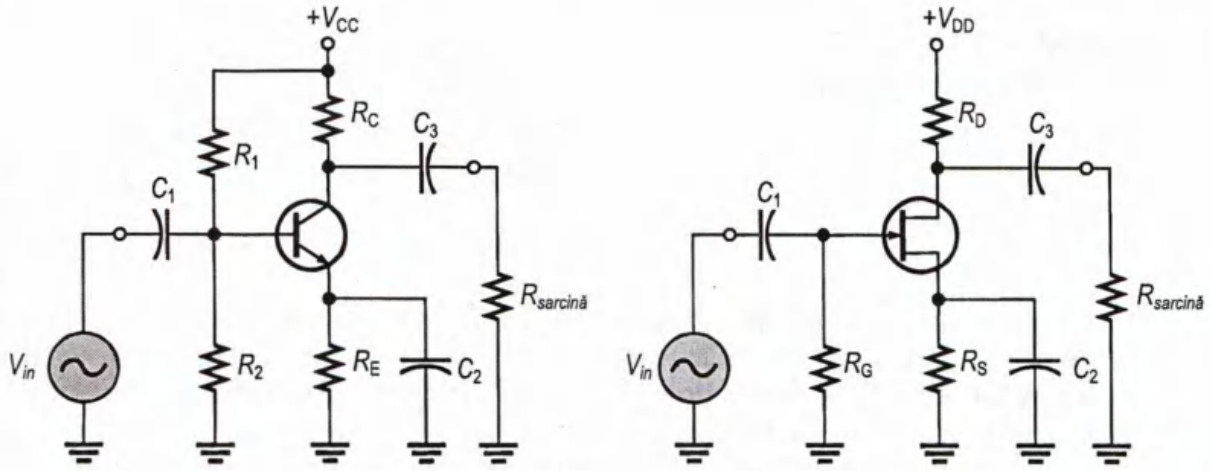
Comportarea condensatoarelor de cuplaj

Vă mai amintiți, de la studiul teoriei circuitelor, că $X_C = 1/2\pi fC$. Formula arată că reactanța capacitivă variază invers proporțional cu frecvența. La frecvențe mai joase, reactanța este mai mare și scade pe măsură ce frecvența crește. La frecvențe mai joase – de pildă, la frecvențe audio sub 10 Hz – amplificatoarele cu cuplaj capacitiv, cum este cel din fig. 10-1, au un câștig în tensiune mai mic decât cel realizat la frecvențe mai mari. Cauza este faptul că, la frecvențe mai joase, pe C_1 și C_3 se pierde mai mult din tensiunea de semnal deoarece reactanțele condensatoarelor sunt mai mari și astfel câștigul în tensiune scade. Acesta este rezultatul limitărilor impuse de tehnologia de fabricație și de dimensiunile condensatoarelor de valori mari, necesare în asemenea cazuri. Condensatoarele de cuplaj introduc și un defazaj, deoarece C_1 și R_{in} a amplificatorului, pe de o parte, și C_3 împreună cu $R_{sarcină}$ și R_C sau R_D, pe de altă parte, formează câte un circuit în care tensiunea de ieșire de pe rezistență este în avans de fază față de tensiunea de intrare.

Comportarea condensatoarelor de decuplare

La frecvențe mai joase, reactanța condensatorului C_2, care decuplează rezistorul din emitor, devine semnificativă, iar emitorul (sau sursa, la FET) nu mai este la masă. X_{C2} în paralel cu R_E (sau R_S) introduce o impedanță care scade câștigul. Situația aceasta este ilustrată în fig. 10-2.

Când frecvența este suficient de mare, $X_C \cong 0\ \Omega$ și câștigul în tensiune devine $A_v = R_C/r'_e$. La frecvențe mai joase, $X_C >> 0\ \Omega$, iar câștigul în tensiune este $A_v = R_C/(r'_e + Z_e)$.



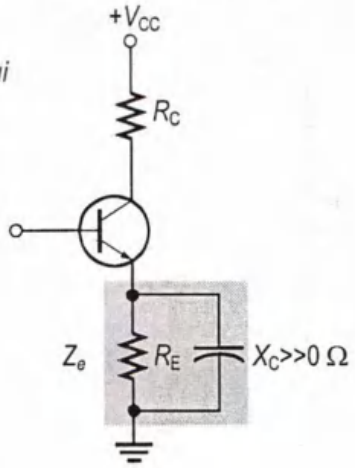
(a) cu tranzistor bipolar (b) cu JFET

FIGURA 10-1

Amplificatoare cu tranzistor bipolar, respectiv cu JFET, cu cuplaj capacitiv tipic.

FIGURA 10-2

Reactanța diferită de zero a condensatorului de decuplare, în paralel cu R_E introduce în circuitul emitorului o impedanță (Z_e) ce reduce câștigul în tensiune.



Comportarea capacităților interne ale tranzistorului

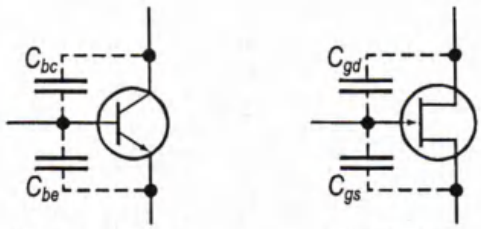
La frecvențe mari, condensatoarele de cuplaj și de decuplare devin, practic, scurtcircuite și nu influențează răspunsul amplificatorului. Însă capacitățile interne ale joncțiunilor tranzistorului își fac simțită prezența, reducând câștigul amplificatorului și introducând un defazaj pe măsură ce frecvența semnalului crește.

Figura 10-3 prezintă capacitățile interne ale joncțiunilor *pn* în cazul unui tranzistor bipolar, respectiv al unui JFET. La tranzistorul bipolar, C_{be} este capacitatea joncțiunii bază-emitor, iar C_{bc} este capacitatea joncțiunii bază-colector. La JFET, C_{gs} este capacitatea dintre poartă și sursă, iar C_{gd} este capacitatea dintre poartă și drenă.

În cataloage se întâlnește, de multe ori, notația C_{ob} pentru capacitatea C_{bc} a tranzistoarelor bipolare, având semnificația de capacitate de ieșire. De asemenea, capacitatea C_{be} este numită capacitate de intrare și notată C_{ib}. În cataloagele pentru FET sunt înscrise, de obicei, capacitatea de intrare, C_{iss}, și capacitatea de transfer invers, C_{rss}. Pornind de la acestea se pot calcula C_{gs} și C_{gd}, cum se va arăta în secțiunea 10-7.

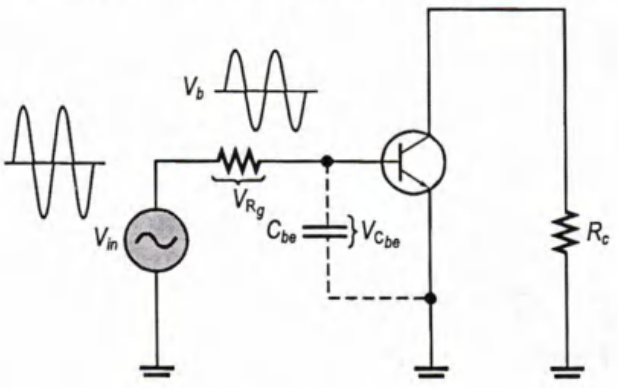
FIGURA 10-3

Capacitățile interne ale tranzistorului.

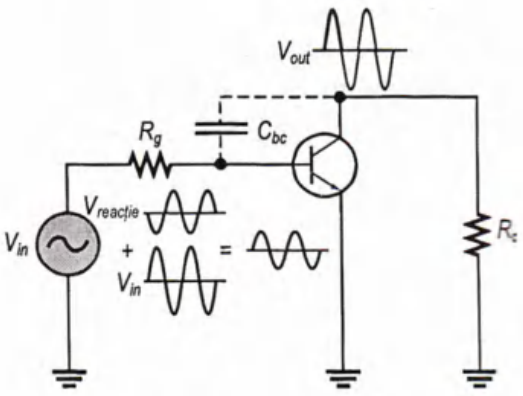


(a) Tranzistor bipolar (b) JFET

La frecvențe mai joase, capacitățile interne au reactanțe foarte mari din cauza valorilor lor mici (de numai câțiva picofarazi, în mod normal), precum și din cauza valorii scăzute a frecvenței. În consecință, ele se comportă ca niște întreruperi de circuit și nu influențează comportarea tranzistorului. Pe măsură ce frecvența crește, reactanțele capacităților interne scad și, la un moment dat, încep să influențeze câștigul în tensiune al tranzistorului. Dacă reactanța capacității C_{be} (sau C_{gs}) se micșorează suficient, apare o pierdere de tensiune de semnal din cauza formării unui divizor de tensiune din rezistența sursei de semnal și reactanța capacității C_{be}, ca în fig. 10-4(a). Când reactanța capacității C_{bc} (sau C_{gd}) devine suficient de mică, o parte semnificativă din tensiunea semnalului de ieșire este adusă la intrare cu un anumit defazaj (reacție negativă), practic reducând câștigul în tensiune. Această situație este ilustrată în fig. 10-4(b).



(a) Influența capacității C_{be}, V_b fiind redusă de divizorul de tensiune format din R_g și $X_{C_{be}}$.



(b) Influența capacității C_{bc}, prin care o parte ($V_{reacție}$) din V_{out} este adusă în bază, reducând semnalul de intrare deoarece este defazată cu aproximativ 180° față de V_{in}.

FIGURA 10-4

Circuitul echivalent de c.a. al unui amplificator cu tranzistor bipolar, pe care este evidențiată influența capacităților interne C_{be} și C_{bc}.

SECȚIUNEA 10-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care dintre condensatoarele unui circuit de amplificare influențează câștigul în c.a., la frecvențe joase?
2. Ce factor limitează, la frecvențe înalte, câștigul unui amplificator?
3. Când pot fi neglijate condensatoarele de cuplaj și de decuplare?

10-2 DECIBELUL

Înainte de a discuta mai în amănunt despre răspunsul în frecvență al amplificatoarelor trebuie să zăbovim asupra unui subiect important – decibelii. Aceștia sunt utilizați în mod curent ca unitate de măsură a câștigului și, de asemenea, pentru exprimarea răspunsului amplificatoarelor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să exprimați în decibeli (dB) câștigul unui amplificator

- ▶ Să exprimați în dB câștigul în putere
- ▶ Să exprimați în dB câștigul în tensiune
- ▶ Să faceți distincția între un câștig pozitiv și unul negativ, în dB
- ▶ Să definiți *frecvența de tăiere*
- ▶ Să exprimați puterea în dBm

În capitolul 6 am prezentat noțiunea de decibel pentru a exprima câștigul. Decibelul este o unitate de măsură foarte importantă pentru măsurătorile efectuate asupra amplificatoarelor. Ca unitate de măsură, el are la bază răspunsul logaritmic al urechii umane la intensitatea sunetului. *Decibelul* este o măsură logaritmică a raportului a două puteri sau a două tensiuni. Câștigul în putere se exprimă în decibeli (dB) conform relației:

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log A_p \tag{10-1}$$

unde A_p este câștigul real în putere, P_{out}/P_{in}. Câștigul în tensiune se exprimă în decibeli conform relației:

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v \tag{10-2}$$

Dacă A_v este mai mare ca 1, câștigul în dB este pozitiv. Dacă A_v este mai mic ca 1, câștigul în dB este negativ și este numit, de obicei, *atenuare*. Când folosiți aceste formule puteți face uz de tasta „log" a calculatorului.

EXEMPLUL 10-1

Exprimați în dB următoarele rapoarte:

(a) $\frac{P_{out}}{P_{in}} = 250$ (b) $\frac{P_{out}}{P_{in}} = 250$ (c) $A_v = 10$

(d) $A_p = 0{,}5$ (e) $\frac{P_{out}}{P_{in}} = 0{,}707$

Rezolvare

(a) $A_{p(\text{dB})} = 10\log(250) = \mathbf{24\,dB}$ (b) $A_{p(\text{dB})} = 10\log(100) = \mathbf{20\,dB}$

(c) $A_{v(\text{dB})} = 20\log(10) = \mathbf{20\,dB}$ (d) $A_{p(\text{dB})} = 10\log(0{,}5) = \mathbf{-3\,dB}$

(e) $A_{v(dB)} = 20\log(0{,}707) = -3\,dB$

Exerciţiu complementar Exprimați în dB următoarele câștiguri: (a) $A_v = 1200$; (b) $A_p = 50$; (c) $A_v = 125.000$.

Referința de 0 dB

De multe ori, în analiza amplificatoarelor este convenabil ca unei anumite valori a câștigului să i se atribuie valoarea de referință de 0 dB. Aceasta nu înseamnă că, în realitate, câștigul în tensiune este 1 (adică 0 dB), ci numai că acea valoare a câștigului, oricare ar fi ea, este folosită ca valoare de referință, cu care se compară toate celelalte câștiguri, și din acest motiv i s-a atribuit valoarea de 0 dB.

Multe amplificatoare sunt caracterizate de un câștig maxim într-un anumit domeniu de frecvențe, iar la frecvențe din afara acelui domeniu – mai mari sau mai mici – câștigul lor scade. Frecvențele pentru care se obține câștigul maxim formează *banda de trecere* a amplificatorului. Acestui câștig maxim, din banda de trecere, i se atribuie valoarea de 0 dB. Orice valoare a câștigului mai mică decât cea din banda de trecere se exprimă, raportat la referința de 0 dB, ca o valoare negativă. De exemplu, dacă un amplificator are câștigul în banda de trecere de 100, iar câștigul la o frecvență mai mică, din afara benzii de trecere, este de 50, atunci această din urmă valoare poate fi exprimată ca 20 log(50/100) = 20 log(0,5) = –6 dB, ceea ce înseamnă că se află cu 6 dB *sub* nivelul de referință de 0 dB. Înjumătățirea valorii tensiunii de ieșire la o tensiune de intrare constantă reprezintă întotdeauna o *atenuare* (reducere) de 6 dB. În mod similar, dublarea tensiunii de ieșire la o tensiune de intrare constantă reprezintă o *amplificare* (creștere) de 6 dB. În fig. 10-5 este reprezentată o curbă a câștigului în funcție de frecvență, cu câteva valori uzuale în dB.

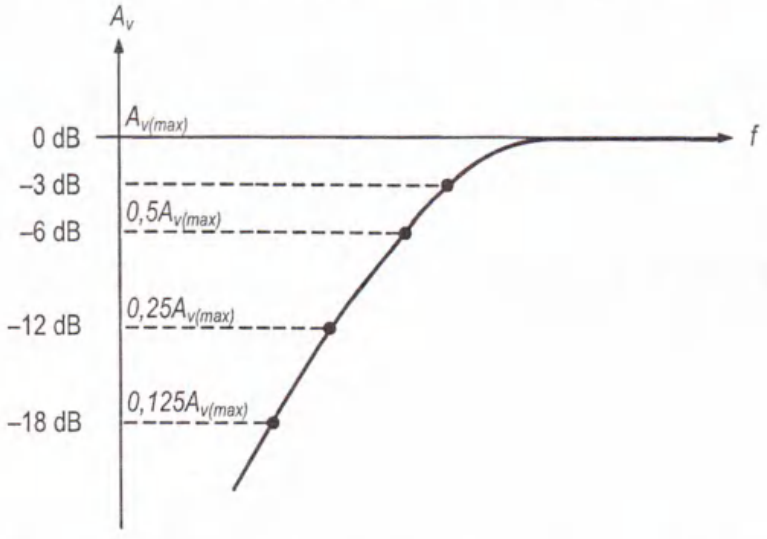


FIGURA 10-5
Grafic cu valori normate ale câştigului în tensiune în funcție de frecvență.

Tabelul 10-1 arată ce semnificație au, în dB, dublarea și înjumătățirea câștigului în tensiune. Remarcați că fiecare dublare, respectiv înjumătățire a câștigului în tensiune crește, respectiv scade valoarea câștigului cu câte 6 dB. La fiecare dublare a câștigului în tensiune, valoarea lui în dB crește cu 6, iar la fiecare înjumătățire, valoarea în dB a câștigului scade cu 6.

TABELUL 10-1

Valorile în decibeli corespunzătoare dublării şi înjumătăţirii câştigului în tensiune.

Câştigul în tensiune (Av)	dB (faţă de referinţa de zero dB)
32	20 log(32) = 30 dB
16	20 log(16) = 24 dB
8	20 log(8) = 18 dB
4	20 log(4) = 12 dB
2	20 log(2) = 6 dB
1	20 log(1) = 0 dB
0,707	20 log(0,707) = –3 dB
0,5	20 log(0,5) = –6 dB
0,25	20 log(0,25) = –12 dB
0,125	20 log(0,125) = –18 dB
0,0625	20 log(0,0625) = –24 dB
0,03125	20 log(0,03125) = –30 dB

Frecvenţa de tăiere

Frecvenţa de tăiere (**critică**, *la –3 dB*) este frecvenţa la care puterea de ieşire scade la jumătate din valoarea în banda de trecere. Aceasta corespunde unei scăderi de 3 dB a câştigului în putere, conform relaţiei următoare:

$$A_{p(\text{dB})} = 10\log(0,5) = -3\,\text{dB}$$

La frecvenţa de tăiere, valoarea tensiunii de ieşire este de 70,7% din valoarea în banda de trecere şi se exprimă în dB astfel:

$$A_{v(\text{dB})} = 20\log(0,707) = -3\,\text{dB}$$

Tot la frecvenţa de tăiere, valoarea câştigului în tensiune este cu 3 dB mai mică decât valoarea lui în banda de trecere sau reprezintă 70,7% din aceasta. La aceeaşi frecvenţă, puterea este egală cu jumătate din valoarea sa în banda de trecere.

EXEMPLUL 10-2

Tensiunea de ieşire, în banda de trecere, a unui amplificator este de 10 V ef. Care este valoarea eficace a tensiunii de ieşire pentru următoarele atenuări, în dB, la o valoare eficace constantă a tensiunii de intrare?

(a) –3 dB **(b)** –6 dB **(c)** –12 dB **(d)** –24 dB

Rezolvare

Se înmulţeşte valoarea tensiunii de ieşire din banda de trecere cu câştigul în tensiune corespunzător valorii în dB specificate, din tabelul 10-1.

(a) La $-3\,\text{dB}$, $V_{out} = 0,707(10\,\text{V}) = \mathbf{7,07\,V}$

(b) La $-6\,\text{dB}$, $V_{out} = 0,5(10\,\text{V}) = \mathbf{5\,V}$

(c) La $-12\,\text{dB}$, $V_{out} = 0,25(10\,\text{V}) = \mathbf{2,5\,V}$

(d) La $-24\,\text{dB}$, $V_{out} = 0,0625(10\,\text{V}) = \mathbf{0,625\,V}$

Exercițiu complementar Aflați tensiunea de ieșire pentru următoarele niveluri de semnal exprimate în dB, dacă tensiunea din banda de trecere este de 50 V.

(a) 0 dB (b) –18 dB (c) –30 dB

Măsurarea puterii în dBm

Pentru măsurarea puterii se folosește frecvent unitatea notată dBm. Aceasta are semnificația unei puteri măsurate în dB față de nivelul de referință de 1 mW. Când puterea este exprimată în dBm, înseamnă că orice valoare de putere se raportează la nivelul de referință de 1 mW. O creștere de 3 dBm corespunde dublării puterii, iar o scădere cu 3 dBm corespunde înjumătățirii puterii. De exemplu, +3 dBm înseamnă 2 mW (dublu față de 1 mW), iar –3 dBm reprezintă 0,5 mW (jumătate din 1 mW). Tabelul 10-2 conține câteva valori uzuale în dBm.

TABELUL 10-2

Puteri exprimate în dBm.

Puterea	dBm
0,03125 mW	–15 dBm
0,0625 mW	–12 dBm
0,125 mW	–9 dBm
0,25 mW	–6 dBm
0,5 mW	–3 dBm
1 mW	0 dBm
2 mW	3 dBm
4 mW	6 dBm
8 mW	9 dBm
16 mW	12 dBm
32 mW	15 dBm

SECȚIUNEA 10-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce creștere reală a câștigului în tensiune reprezintă +12 dB?
2. Transformați în decibeli un câștig în putere de 25.
3. Ce valoare a puterii reprezintă 0 dBm?

10-3 RĂSPUNSUL AMPLIFICATOARELOR LA FRECVENȚE JOASE

În această secțiune vom examina modul în care câștigul în tensiune și defazajul introduse de un amplificator cu cuplaj capacitiv sunt influențate de frecvențele joase la care reactanța condensatoarelor de cuplaj devine prea mare pentru a mai putea fi neglijată. În final se face comparația cu amplificatoarele cu cuplaj direct.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul la frecvențe joase al amplificatoarelor cu tranzistoare bipolare cu joncțiuni

- ▶ Să calculați câștigul în tensiune în banda de trecere
- ▶ Să descrieți, în general, modul în care circuitele *RC* influențează câștigul
- ▶ Să recunoașteți un circuit de intrare *RC*
- ▶ Să calculați frecvența de tăiere inferioară a unui circuit de intrare *RC*
- ▶ Să prezentați căderea pe fronturi a câștigului în dB/decadă și în dB/octavă
- ▶ Să calculați defazajul introdus de un circuit de intrare *RC*
- ▶ Să recunoașteți un circuit de ieșire *RC*
- ▶ Să calculați frecvența de tăiere inferioară a unui circuit de ieșire *RC*
- ▶ Să calculați defazajul introdus de un circuit de ieșire *RC*
- ▶ Să recunoașteți un circuit *RC* de decuplare
- ▶ Să calculați frecvența de tăiere inferioară a unui circuit *RC* de decuplare
- ▶ Să descrieți o diagramă Bode
- ▶ Să analizați un amplificator din punctul de vedere al răspunsului global la frecvențe joase
- ▶ Să faceți comparația între amplificatoarele cu cuplaj direct și cele cu cuplaj capacitiv

În fig. 10-6 este prezentat un amplificator de semnal mic obișnuit, cu emitorul comun și cuplaj capacitiv (amplificatoarele cu FET se tratează în același mod). Presupunând că, în banda de trecere, condensatoarele de cuplaj și de decuplare constituie, teoretic, scurtcircuite, câștigul în tensiune se poate calcula așa cum am arătat în capitolele anterioare. Câștigul în tensiune în banda de trecere se poate calcula cu formula (10-3), unde $R_c = R_C \| R_S$.

$$A_{v(max)} = \frac{R_c}{r'_e} \tag{10-3}$$

Amplificatorul din fig. 6-10 are trei circuite de filtrare *RC* trece-sus, care influențează valoarea câștigului la frecvențe inferioare celor din banda de trecere. Acestea apar în circuitul echivalent de c.a. la frecvențe joase din fig. 10-7. Spre deosebire de circuitul echivalent de c.a. pe care l-am utilizat în capitolele precedente și care reprezenta răspunsul la frecvențele din banda de trecere ($X_C \cong 0\ \Omega$), circuitul echivalent la frecvențe joase

păstrează condensatoarele de cuplaj și de decuplare deoarece X_C nu este atât de mic încât să poată fi neglijat la frecvențe ale semnalului oricât de joase.

FIGURA 10-6

Amplificator cu cuplaj capacitiv tipic.

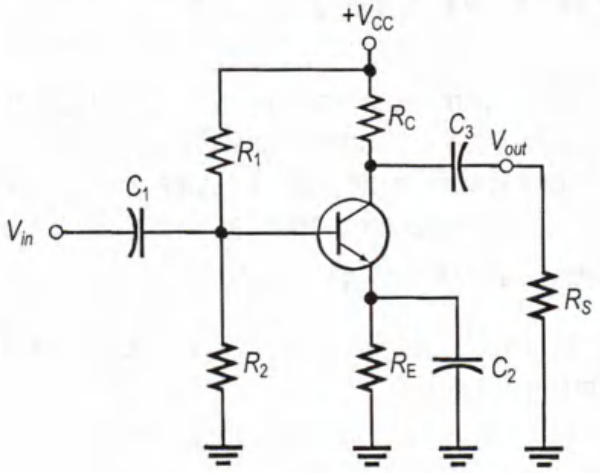
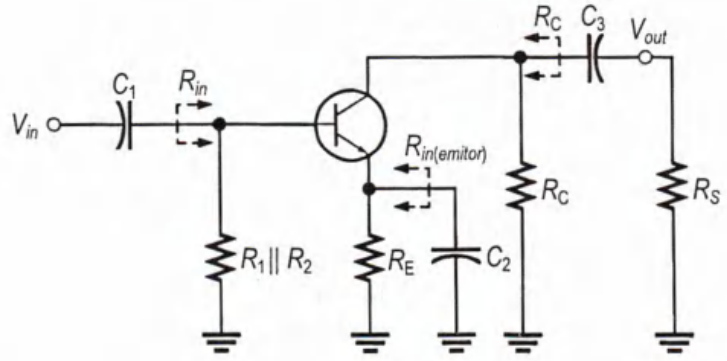


FIGURA 10-7

Circuitul echivalent de c.a. la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-6 conține trei circuite RC trece-sus.



Unul dintre circuitele *RC* este format din condensatorul de cuplaj de la intrare, C_1, și din rezistența de intrare în amplificator. Al doilea circuit *RC* este format din condensatorul de cuplaj de la ieșire, C_3, din rezistența văzută spre colector și din rezistența de sarcină. Al treilea circuit *RC* care influențează răspunsul la frecvențe joase este cel format din condensatorul C_2, de decuplare a rezistorului din emitor, și din rezistența văzută spre emitor.

Circuitul RC de intrare

Circuitul *RC* de intrare al amplificatorului din fig. 10-6 este format din C_1 și din rezistența de intrare în amplificator, ca în fig. 10-8. (Rezistența de intrare a fost prezentată în capitolul 6.) Pe măsură ce frecvența semnalului scade, X_{C1} crește. Din această cauză, pe rezistența de intrare a amplificatorului, din bază, cade mai puțină tensiune deoarece căderea de tensiune este acum mai mare pe C_1 și astfel câștigul în tensiune total al amplificatorului scade. Tensiunea aplicată pe bază prin circuitul *RC* de intrare din fig. 10-8 (neglijând rezistența internă a sursei de semnal de la intrare) se poate exprima astfel:

$$V_{bază} = \left(\frac{R_{in}}{\sqrt{R^2_{in} + X^2_{C1}}} \right) V_{in}$$

Așa cum am mai arătat, răspunsul amplificatorului prezintă un punct critic când tensiunea de ieșire ajunge la 70,7% din valoarea ei în banda de trecere. Acest nivel de tensiune se realizează, în circuitul *RC* de intrare, când $X_{C1} = R_{in}$.

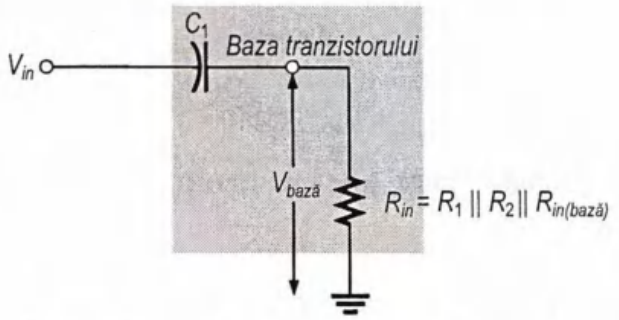


FIGURA 10-8
Circuitul RC de intrare format din condensatorul de cuplaj de la intrare și rezistența de intrare în amplificator.

$$V_{bază} = \left(\frac{R_{in}}{\sqrt{R_{in}^2 + R_{in}^2}}\right)V_{in} = \left(\frac{R_{in}}{\sqrt{2R_{in}^2}}\right)V_{in} = \left(\frac{R_{in}}{\sqrt{2}R_{in}}\right)V_{in} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)V_{in} = 0{,}707\,V_{in}$$

Exprimând în decibeli:

$$20\log\left(\frac{V_{bază}}{V_{in}}\right) = 20\log(0{,}707) = -3\,\text{dB}$$

Frecvența de tăiere inferioară Condițiile în care se realizează un câștig mai mic cu 3 dB poartă – logic – denumirea *punctul de la –3 dB* al răspunsului amplificatorului; câștigul total este cu 3 dB mai mic decât la frecvențele din banda de trecere din cauza atenuării introduse de circuitul *RC* de intrare. Frecvența f_t pentru care este îndeplinită această condiție se numește *frecvență de tăiere inferioară* (*frecvență critică inferioară*) și se poate calcula astfel:

$$X_{C1} = \frac{1}{2\pi f_t C_1} = R_{in}$$

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_{in} C_1} \qquad (10\text{-}4)$$

Dacă se ia în considerație și rezistența internă a sursei de semnal, ecuația (10-4) devine:

$$f_t = \frac{1}{2\pi(R_g + R_{in})C_1}$$

EXEMPLUL 10-3

Într-un circuit *RC* de intrare într-un amplificator, R_{in} = 1 kΩ și C_1 = 1 μF. Rezistența sursei de semnal se neglijează.

(a) Calculați frecvența de tăiere inferioară

(b) Ce atenuare introduce circuitul *RC* de intrare la frecvența de tăiere inferioară?

(c) Dacă în banda de trecere câștigul în tensiune al amplificatorului este de 100, cât este câștigul lui la frecvența de tăiere inferioară?

Rezolvare

(a) $f_t = \dfrac{1}{2\pi R_{in} C_1} = \dfrac{1}{2\pi(1\,\text{k}\Omega)(1\,\mu\text{F})} = 159\,\text{Hz}$

(b) La f_t, $X_{C1} = R_{in}$. Prin urmare:

$$\text{Atenuarea} = \frac{V_{bază}}{V_{in}} = 0{,}707$$

(c) $A_v = 0{,}707\, A_{v(max)} = 0{,}707(100) = \mathbf{70{,}7}$

Exercițiu complementar Într-un circuit *RC* de intrare într-un amplificator, $R_{in} = 10\ \text{k}\Omega$ și $C_1 = 2{,}2\ \mu\text{F}$.

(a) Ce valoare are f_t? (b) Cât este atenuarea la f_t?

(c) Dacă $A_{v(max)} = 500$, cât este A_v la f_t?

Panta de cădere a câștigului în tensiune la frecvențe joase După cum ați văzut, circuitul *RC* de intrare reduce cu 3 dB câștigul în tensiune total al amplificatorului când frecvența scade până la valoarea de tăiere f_t. Pe măsură ce frecvența continuă să scadă după f_t, câștigul în tensiune total scade și el. Micșorarea câștigului în tensiune cu frecvența mai este denumită **cădere**. *Pentru fiecare micșorare de zece ori a frecvenței sub f_t, câștigul în tensiune scade cu 20 dB.*

Să considerăm o frecvență egală cu a zecea parte din frecvența de tăiere ($f = 0{,}1f_t$). Întrucât, la f_t, $X_{C1} = R_{in}$, atunci, la f, $X_{C1} = 10\, R_{in}$, din cauza proporționalității inverse dintre X_{C1} și f. Deci atenuarea introdusă de circuitul *RC* de intrare va fi de:

$$\text{Atenuarea} = \frac{V_{bază}}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{\sqrt{R^2_{in} + X^2_{C1}}} = \frac{R_{in}}{\sqrt{R^2_{in} + (10R_{in})^2}} = \frac{R_{in}}{\sqrt{R^2_{in} + 100R^2_{in}}} =$$

$$= \frac{R_{in}}{\sqrt{R^2_{in}(1+100)}} = \frac{R_{in}}{R_{in}\sqrt{101}} = \frac{1}{\sqrt{101}} \cong \frac{1}{10} = 0{,}1$$

Exprimând în dB:

$$20\log\left(\frac{V_{bază}}{V_{in}}\right) = 20\log(0{,}1) = -20\,\text{dB}$$

dB/decadă Intervalul de multiplicare cu zece a frecvenței se numește **decadă**. Deci circuitul *RC* de intrare introduce o atenuare de 20 dB pentru fiecare decadă, în sensul micșorării frecvenței, începând de la frecvența de tăiere. Din această cauză, câștigul în tensiune total cade cu 20 dB/decadă. De exemplu, dacă frecvența scade până la a suta parte din f_t (se micșorează cu două decade), câștigul în tensiune al amplificatorului cade cu 20 dB pe fiecare decadă, rezultând o scădere totală a câștigului în tensiune de (–20 dB) + + (–20 dB) = –40 dB. Situația discutată este ilustrată în fig. 10-9, care prezintă grafic câștigul în tensiune, în dB, ca funcție de frecvență. Această curbă reprezintă răspunsul la frecvențe joase al amplificatorului, evidențiind modul în care circuitul *RC* de intrare influențează câștigul în tensiune.

dB/octavă Uneori, căderea câștigului în tensiune al unui amplificator se exprimă în dB/octavă, în loc de dB/decadă. O **octavă** corespunde unei dublări sau unei înjumătățiri a frecvenței. De exemplu, intervalul în care frecvența crește de la 100 Hz la 200 Hz reprezintă o octavă. Similar, intervalul în care frecvența scade de la 100 kHz la 50 kHz este tot o octavă. O cădere de –20 dB/decadă este aproximativ echivalentă cu –6 dB/octavă, o cădere de –40 dB/decadă este aproximativ echivalentă cu –12 dB/octavă ș.a.m.d.

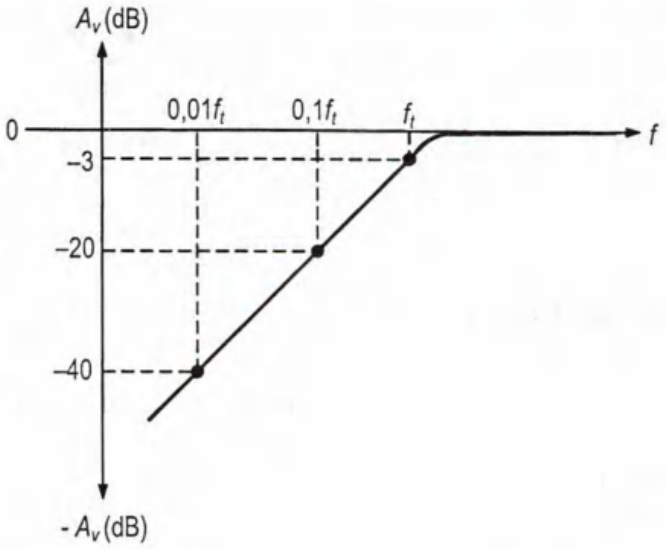


FIGURA 10-9

Câștigul în tensiune, în dB, în funcție de frecvență, determinat de atenuarea introdusă de circuitul RC de intrare.

EXEMPLUL 10-4

Un amplificator are câștigul în tensiune în banda de trecere de 100. Circuitul *RC* de intrare are frecvența de tăiere inferioară de 1 kHz. Calculați câștigul în tensiune la f = 1 kHz, f = 100 Hz și f = 10 Hz.

Rezolvare

La f = 1 kHz, câștigul în tensiune este cu 3 dB mai mic decât cel din banda de trecere, reprezentând 0,707 din acesta.

$$A_v = (0{,}707)(100) = \mathbf{70{,}7}$$

La f = 100 Hz = 0,1f_t, câștigul în tensiune este cu 20 dB mai mic decât la f_t, fiind egal cu o zecime din câștigul în banda de trecere.

$$A_v = (0{,}1)(100) = \mathbf{10}$$

La f = 10 Hz = 0,01f_t, câștigul în tensiune este cu 20 dB mai mic decât la f = 0,1f_t, deci este de –40 dB. La –40 dB, câștigul în tensiune reprezintă o zecime din cel de la –20 dB sau a suta parte din câștigul în banda de trecere.

$$A_v = (0{,}01)(100) = \mathbf{1}$$

Exercițiu complementar Câștigul în tensiune, în banda de trecere, al unui amplificator este de 300. Frecvența de tăiere inferioară a circuitului *RC* de intrare este de 400 Hz. Calculați câștigul în tensiune la 400 Hz, 40 Hz și 4 Hz.

Defazarea în circuitul RC de intrare În afară de scăderea câștigului în tensiune, circuitul *RC* de intrare introduce și un defazaj, cu atât mai mare cu cât frecvența scade. La frecvențele din banda de trecere, defazajul datorat circuitului *RC* de intrare este aproximativ egal cu zero deoarece $X_{C1} \cong 0\ \Omega$. La frecvențe mai joase, valorile crescute ale reactanței X_{C1} introduc un defazaj, tensiunea de la ieșirea circuitului *RC* fiind în avans de fază față de cea de la intrarea lui. După cum știți de la studiul teoriei circuitelor de c.a., defazajul introdus de un circuit *RC* de intrare se exprimă astfel:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{X_{C1}}{R_{in}}\right) \tag{10-5}$$

La frecvențele din banda de trecere, $X_{C1} \cong 0\ \Omega$, deci:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{0\,\Omega}{R_{in}}\right) = \text{arctg}(0) = 0^\circ$$

La frecvența de tăiere, $X_{C1} = R_{in}$, deci:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_{in}}{R_{in}}\right) = \text{arctg}(1) = 45^\circ$$

La o decadă mai jos de frecvența de tăiere, $X_{C1} = 10\ R_{in}$, deci:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{10\,R_{in}}{R_{in}}\right) = \text{arctg}(10) = 84{,}3^\circ$$

Continuarea acestei analize demonstrează că defazajul introdus de circuitul *RC* de intrare tinde spre 90° când frecvența tinde spre zero. Figura 10-10 prezintă graficul dependenței defazajului de frecvență. Efectul obținut este *avansul de fază* al tensiunii din baza tranzistorului față de tensiunea semnalului de intrare la frecvențe mai mici decât cele din banda de trecere, cum observați în fig. 10-11.

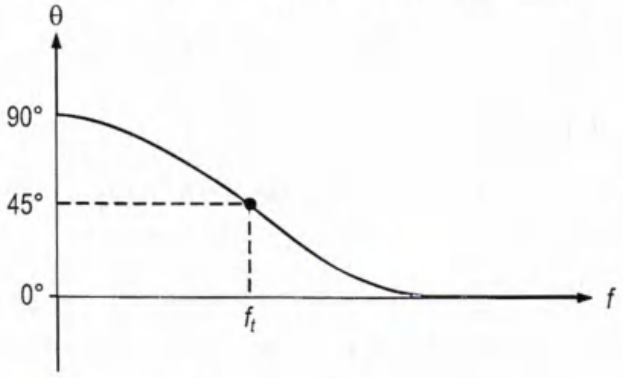


FIGURA 10-10

Defazajul introdus de circuitul RC de intrare, în funcție de frecvență.

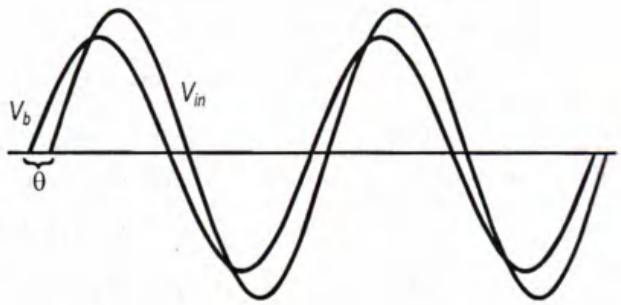


FIGURA 10-11

Circuitul RC de intrare produce defazarea în avans a tensiunii din bază față de tensiunea de intrare, la frecvențe mai mici decât cele din banda de trecere, cu un unghi θ, caracteristic circuitului.

Circuitul RC de ieșire

Al doilea circuit *RC* de tip trece-sus din amplificatorul din fig. 10-6 este format din condensatorul de cuplaj C_3, din rezistența văzută din exterior spre colector și din rezistența de sarcină R_S, ca în fig. 10-12(a). Pentru a determina rezistența de ieșire văzută din exterior spre colector, tranzistorul este asimilat cu o sursă de curent ideală (având rezistența internă infinită), iar terminalul superior al rezistorului R_C ajunge, practic, la masa de c.a., ca în fig. 10-12(b). Prin urmare, putem transforma circuitul din stânga condensatorului C_3 în echivalentul lui Thévenin, format dintr-o sursă de tensiune echivalentă, de valoare

egală cu tensiunea din colector, și o rezistență serie, egală cu R_C, ca în fig. 10-12(c). Frecvența de tăiere a acestui circuit *RC* de ieșire este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi(R_C + R_S)C_3} \tag{10-6}$$

Influența circuitului *RC* de ieșire asupra câștigului în tensiune al amplificatorului este asemănătoare cu cea a circuitului *RC* de intrare. Pe măsură ce frecvența semnalului scade, X_{C3} crește. Din această cauză, căderea de tensiune pe rezistența de sarcină va fi mai mică, fiind mai mare pe C_3. Tensiunea semnalului se reduce la 0,707 din valoarea maximă când frecvența ajunge la frecvența de tăiere inferioară a circuitului, f_t, ceea ce corespunde unei reduceri cu 3 dB a câștigului în tensiune.

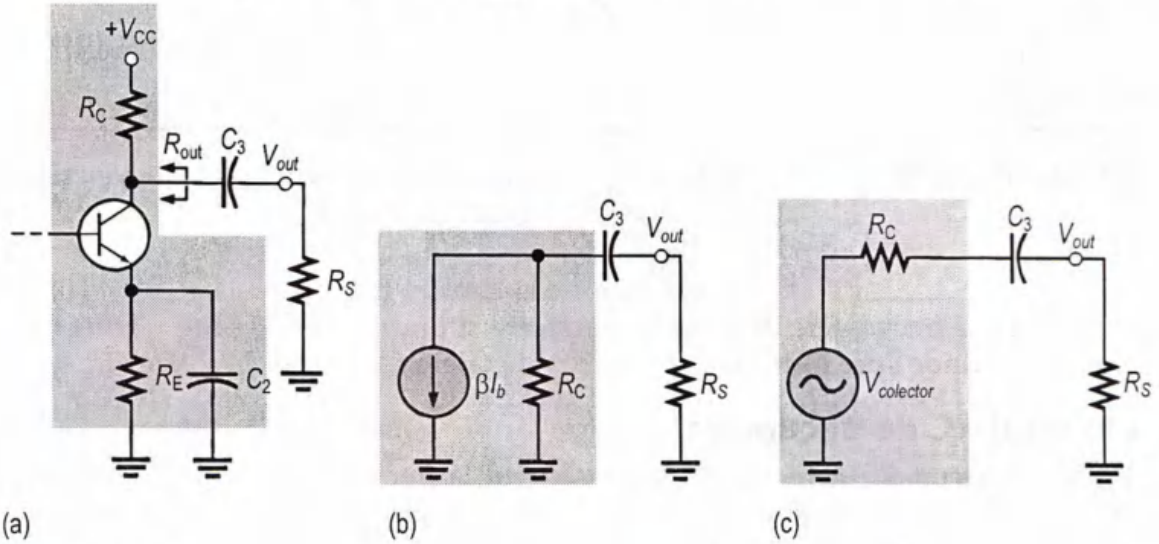


FIGURA 10-12

Circuitele echivalente ale circuitului RC de ieşire, la frecvențe joase.

EXEMPLUL 10-5

În circuitul de ieșire al unui amplificator, R_C = 10 kΩ, C_3 = 0,1 μF și R_S = 10 kΩ.

(a) Calculați frecvența de tăiere.

(b) Care este atenuarea circuitului *RC* de ieșire la frecvența de tăiere?

(c) Dacă, în banda de trecere, câștigul în tensiune al amplificatorului este de 50, ce valoare are la frecvența de tăiere?

Rezolvare

(a) $$f_t = \frac{1}{2\pi(R_C + R_S)C_3} = \frac{1}{2\pi(20\,\text{k}\Omega)(0{,}1\,\mu\text{F})} = 79{,}6\,\text{Hz}$$

(b) La frecvențele din banda de trecere, $X_{C3} \cong 0\ \Omega$; deci atenuarea circuitului din fig. 10-12(c) este:

$$\frac{V_{out}}{V_{colector}} = \frac{R_S}{R_C + R_S} = \frac{10\,\text{k}\Omega}{20\,\text{k}\Omega} = 0{,}5$$

sau, în dB, $V_{out}/V_{colector} = 20 \log(0,5) = -6$ dB. Prin urmare, în acest caz, câștigul în tensiune în banda de trecere scade cu 6 dB din cauza rezistorului de sarcină. La frecvența de tăiere, $X_{C3} = R_C + R_S$ și atenuarea are valoarea:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_S}{\sqrt{(R_C + R_S)^2 + X_{C3}^2}} = \frac{10\,\text{k}\Omega}{\sqrt{(20\,\text{k}\Omega)^2 + (20\,\text{k}\Omega)^2}} = \mathbf{0,354}$$

sau, în dB, $V_{out}/V_{colector} = 20 \log(0,354) = -9$ dB. După cum observați, câștigul la f_t este cu 3 dB mai mic decât câștigul în banda de trecere.

(c) $A_v = 0,707\, A_{v(max)} = 0,707(50) = 35,4$

Exercițiu complementar Circuitul *RC* de ieșire al unui amplificator are următoarele valori ale componentelor: $R_C = 3,9$ kΩ, $C_3 = 1$ μF și $R_S = 8,2$ kΩ.

(a) Aflați frecvența de tăiere. (b) Cât este atenuarea la f_t?

(c) Dacă $A_{v(max)}$ este 100, cât este câștigul la f_t?

Defazarea în circuitul RC de ieșire Defazajul introdus de circuitul *RC* de ieșire este:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{X_{C3}}{R_C + R_S}\right) \tag{10-7}$$

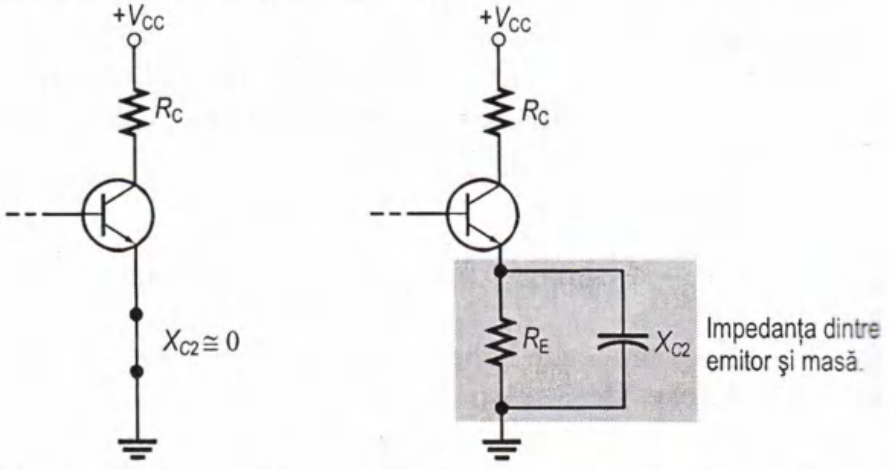
$\theta \cong 0°$ pentru frecvențele din banda de trecere și tinde spre 90° când frecvența tinde spre zero (X_{C3} tinde spre infinit). La frecvența de tăiere f_t, defazajul este de 45°.

Circuitul RC de decuplare

Al treilea circuit *RC* care influențează câștigul la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-6 este cel ce conține condensatorul de decuplare C_2. La frecvențele din banda de trecere se consideră că $X_{C2} \cong 0\ \Omega$, scurtcircuitând practic emitorul la masă astfel că valoarea câștigului amplificatorului este R_c/r'_e, după cum știți deja. Pe măsură ce frecvența scade, X_{C2} crește, nemaifiind destul de mică pentru ca emitorul să poată fi considerat, practic, la masa de c.a. Această situație este ilustrată în fig. 10-13. Din cauză că impedanța dintre emitor și masă crește, câștigul scade. În acest caz, R_e din formula $A_v = R_c/(r'_e + R_e)$ se înlocuiește cu impedanța formată din R_E în paralel cu X_{C2}.

FIGURA 10-13

La frecvențe joase, X_{C2} în paralel cu R_E formează o impedanță ce reduce câștigul în tensiune.



(a) La frecvențele din banda de trecere, C_2 aduce, practic, emitorul la masă.

(b) La frecvențe mai mici decât f_t, X_{C2} și R_E formează impedanța dintre emitor și masă.

Circuitul *RC* de decuplare este format din C_2 și din rezistența văzută spre emitor, $R_{in(emitor)}$, ca în fig. 10-14(a). Iată cum se determină rezistența văzută spre emitor. Mai întâi se aplică teorema lui Thévenin privind din baza tranzistorului spre sursa de semnal de intrare, V_{in}, ca în fig. 10-14(b). Se obține o rezistență echivalentă, R_{ech}, și o sursă de tensiune echivalentă, $V_{ech(1)}$, în serie cu baza, ca în fig. 10-14(c). Rezistența văzută spre emitor se determină cu sursa de semnal de intrare echivalentă scurtcircuitată, ca în fig. 10-14(d), iar expresia ei este:

$$R_{in(emitor)} = \frac{V_e}{I_e} + r'_e \cong \frac{V_b}{\beta_{c.a.} I_b} + r'_e = \frac{I_b R_{ech}}{\beta_{c.a.} I_b} + r'_e$$

$$R_{in(emitor)} = \frac{R_{ech}}{\beta_{c.a.}} + r'_e \qquad (10\text{-}8)$$

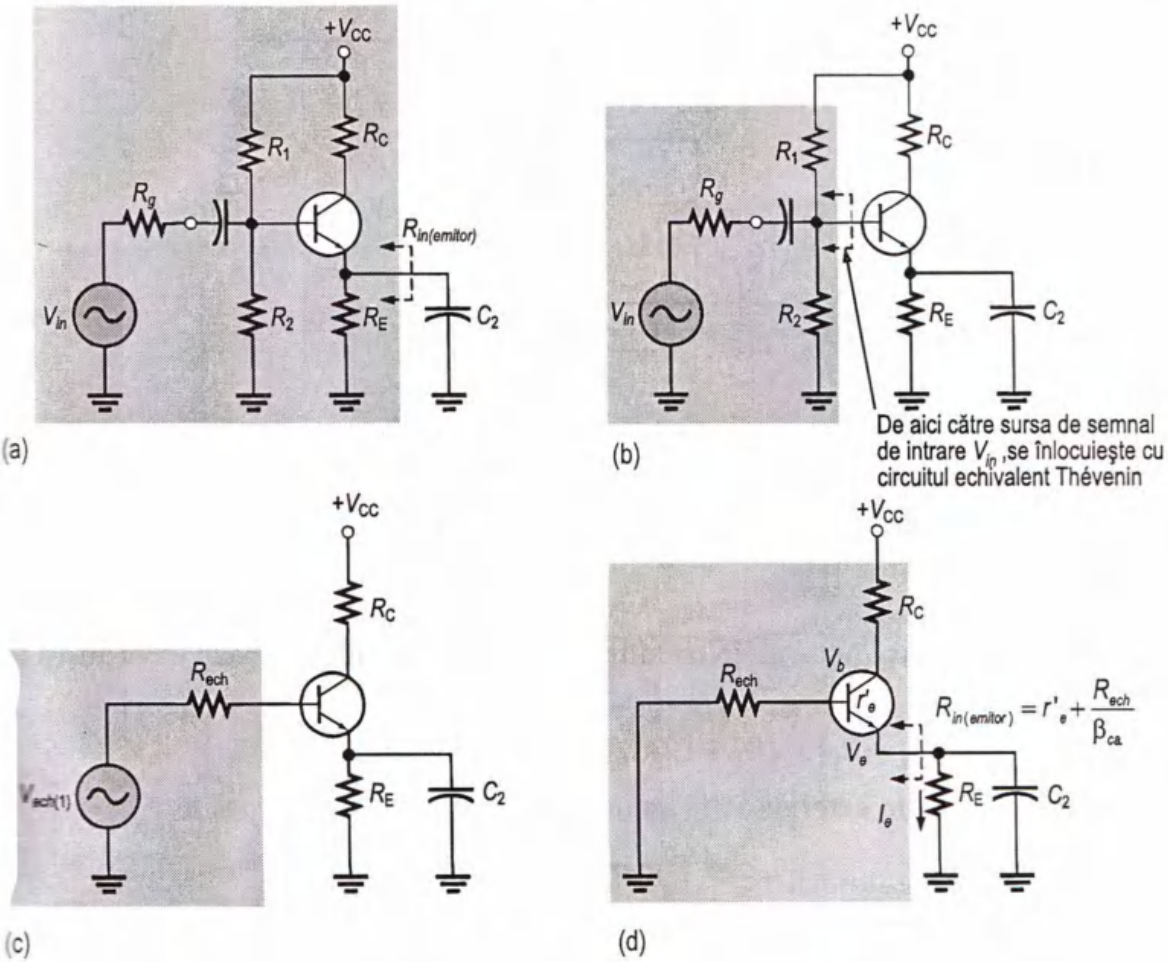


FIGURA 10-14
Prelucrarea circuitului RC de decuplare echivalent.

De aici către sursa de semnal de intrare, V_{in}, se înlocuiește cu circuitul echivalent Thévenin.

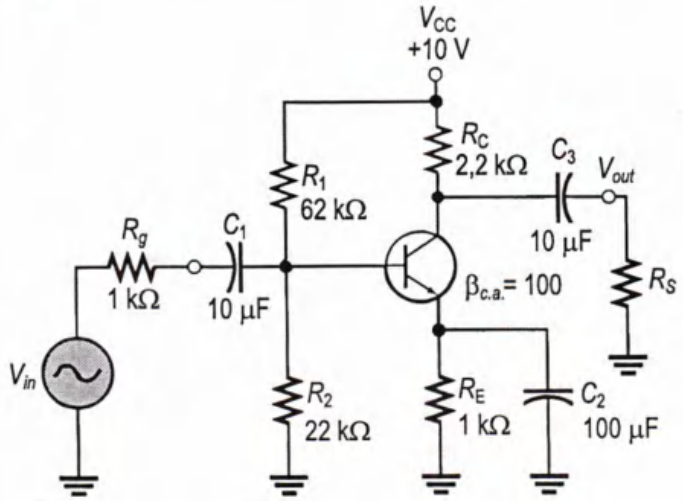
Privind dinspre condensatorul C_2, $R_{ech}/\beta_{c.a.} + r'_e$ se află în paralel cu R_E, ca în fig. 10-14(e). Aplicând din nou teorema lui Thévenin obținem circuitul *RC* echivalent din fig. 10-14(f). Frecvența de tăiere a acestui circuit echivalent *RC* de decuplare este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi\left[(r'_e + R_{ech}/\beta_{c.a.}) \| R_E\right] C_2} \tag{10-9}$$

EXEMPLUL 10-6

Pentru amplificatorul din fig. 10-15, determinați frecvența de tăiere a circuitului de decuplare ($r'_e = 12\ \Omega$).

FIGURA 10-15



Rezolvare

Se aplică teorema lui Thévenin în circuitul bazei (privind dinspre bază către sursa de semnal de intrare).

$$R_{ech} = R_1 \| R_2 \| R_g = 62\,\text{k}\Omega \| 22\,\text{k}\Omega \| 1\,\text{k}\Omega \cong 942\,\Omega$$

Rezistența văzută din exterior către emitor este:

$$R_{in(emitor)} = r'_e + \frac{R_{ech}}{\beta_{c.a.}} = 12\,\Omega + 9,42\,\Omega = 21,4\,\Omega$$

Rezistența echivalentă a circuitului *RC* de decuplare este $R_{in(emitor)} \| R_E$.

$$R_{in(emitor)} \| R_E = 21,4\,\Omega \| 1000\,\Omega = 21\,\Omega$$

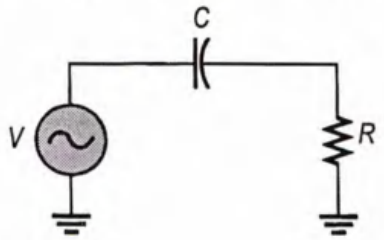
Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de decuplare este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi(R_{in(emitor)} \| R_E)C_2} = \frac{1}{2\pi(21\,\Omega)(100\,\mu\text{F})} = 75,8\,\text{Hz}$$

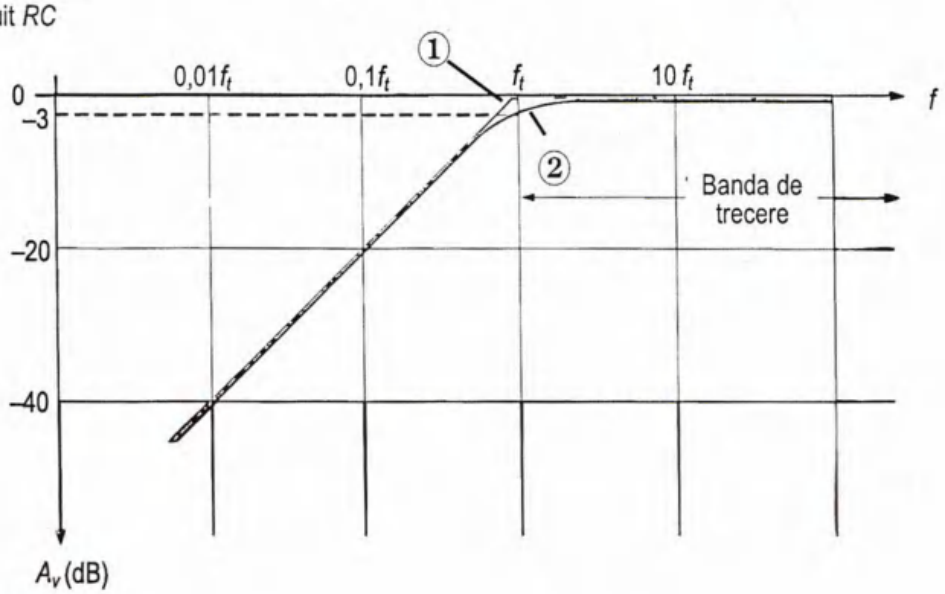
Exercițiu complementar În fig. 10-15, rezistența sursei de semnal, R_g, este de 50 Ω, iar tranzistorul are beta în c.a. de 150. Calculați frecvența de tăiere a circuitului *RC* de decuplare.

Diagrama Bode

Graficul dependenței de frecvență a câștigului în tensiune, exprimat în dB, trasat la scară logaritmică pe axa orizontală și la scară liniară pe axa verticală, se numește **diagramă Bode**. În fig. 10-16(b) este prezentată diagrama Bode aferentă unui circuit *RC* ca acela din fig. (a). Curba răspunsului teoretic este notată cu ①. Remarcați că este orizontală (la 0 dB) până la frecvența de tăiere, iar din acel punct câștigul cade cu –20 dB/decadă, cum se observă. Frecvențele mai mari ca f_t se află în banda de trecere. Curba răspunsului real este notată cu ②. Observați că ea coboară treptat în banda de trecere și ajunge la –3 dB la frecvența de tăiere. De cele mai multe ori, analiza amplificatorului se efectuează pe curba teoretică, pentru simplificare. Așa cum am mai menționat, frecvența de la care curba începe să cadă cu –20 dB/decadă se mai numește *frecvență critică inferioară*.



(a) Circuit *RC*



(b) Diagramă Bode

FIGURA 10-16

Circuit RC și răspunsul său la frecvențe joase (① – teoretic; ② – real).

Răspunsul global al amplificatorului la frecvențe joase

După ce am examinat separat cele trei circuite *RC* trece-sus care influențează câștigul în tensiune al amplificatorului la frecvențe joase, să studiem efectul acțiunii lor combinate. Frecvența de tăiere a fiecărui circuit este determinată de valorile *R* și *C*. Dar frecvențele de tăiere ale celor trei circuite nu sunt obligatoriu egale. Circuitul cu cea mai mare frecvență de tăiere este *circuitul dominant*. Acesta stabilește frecvența de la care câștigul în tensiune

global al amplificatorului începe să cadă cu –20 dB/decadă. Celelalte circuite măresc cu încă –20 dB/decadă panta de cădere a câștigului începând de la frecvențele lor de tăiere.

Pentru a vă forma o imagine mai clară a fenomenului, priviți diagrama Bode din fig. 10-17, care prezintă răspunsurile teoretice ale celor trei circuite *RC* (liniile marcate cu ①, ② și ③), compuse prin superpoziție. În exemplul de față, frecvențele de tăiere ale celor trei circuite *RC* sunt diferite. Aici, circuitul *RC* de intrare este dominant (are cea mai mare f_t), iar circuitul *RC* de decuplare are cea mai mică f_t. Răspunsul global este notat cu Ⓖ.

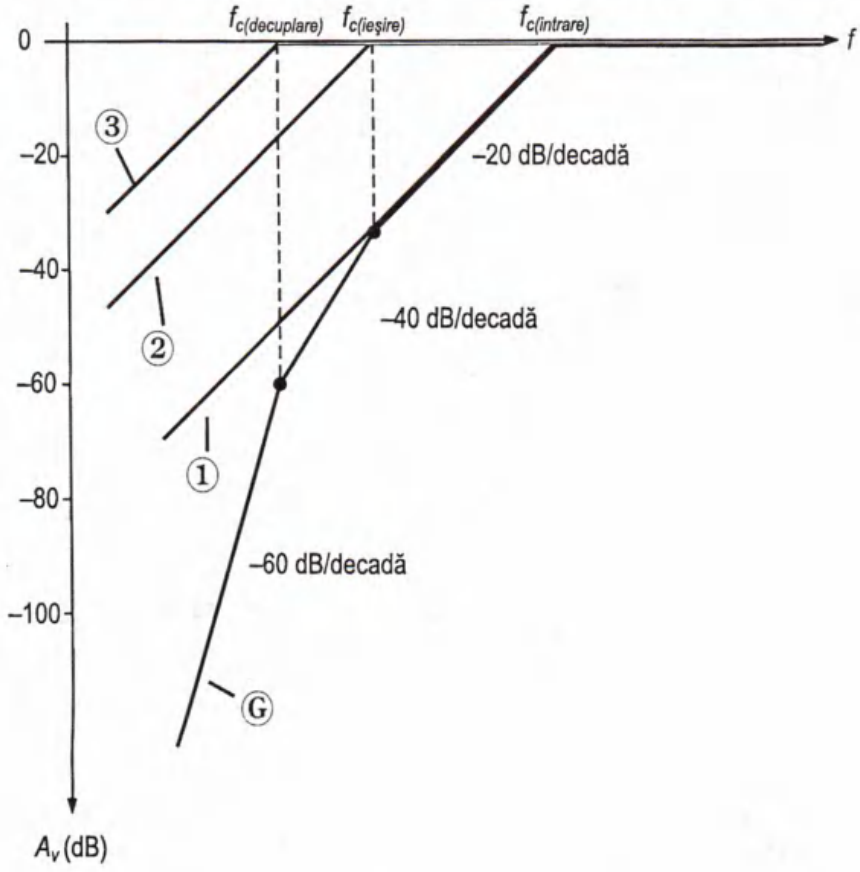


FIGURA 10-17

Diagrama Bode compusă a răspunsului la frecvențe joase al unui amplificator cu trei circuite RC având frecvențele de tăiere diferite. Răspunsul global este curba notată cu Ⓖ.

Să explicăm. Pe măsură ce frecvența scade în banda de trecere, prima tăiere are loc la frecvența proprie circuitului *RC* de intrare, $f_{t(intrare)}$, iar câștigul începe să cadă cu –20 dB/decadă. Panta de cădere a câștigului rămâne constantă până la frecvența de tăiere a circuitului *RC* de ieșire, $f_{t(ieșire)}$. În acest punct de tăiere, circuitul *RC* de ieșire adaugă o altă cădere de –20 dB/decadă, rezultând o pantă totală de –40 dB/decadă. Panta de –40 dB/decadă rămâne constantă până la atingerea frecvenței de tăiere a circuitului *RC* de decuplare, $f_{t(decuplare)}$. Acest circuit adaugă o altă pantă de –20 dB/decadă, panta obținută în final fiind astfel de –60 dB/decadă.

În cazul în care toate cele trei circuite *RC* au aceeași frecvență de tăiere, curba răspunsului prezintă un singur punct de tăiere, la valoarea f_t, de aici câștigul în tensiune căzând cu –60 dB/decadă, cum arată, teoretic, linia notată cu ① din fig. 10-18. Practic, câștigul în tensiune în banda de trecere nu se menține constant până la frecvența de tăiere

dominantă, ajungând în punctul de tăiere la –9 dB sub valoarea maximă (se scad câte 3 dB pentru fiecare circuit *RC*), situație reprezentată prin linia notată cu ②.

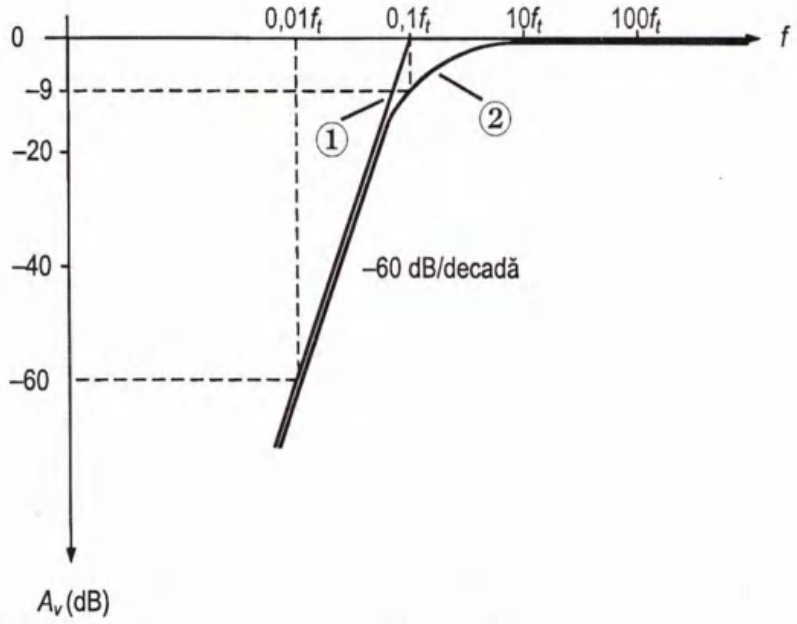


FIGURA 10-18

Diagrama Bode compusă, aferentă unui amplificator în care toate cele trei circuite RC au f_t de aceeaşi valoare (curba ① este răspunsul teoretic, curba ② – răspunsul real).

EXEMPLUL 10-7

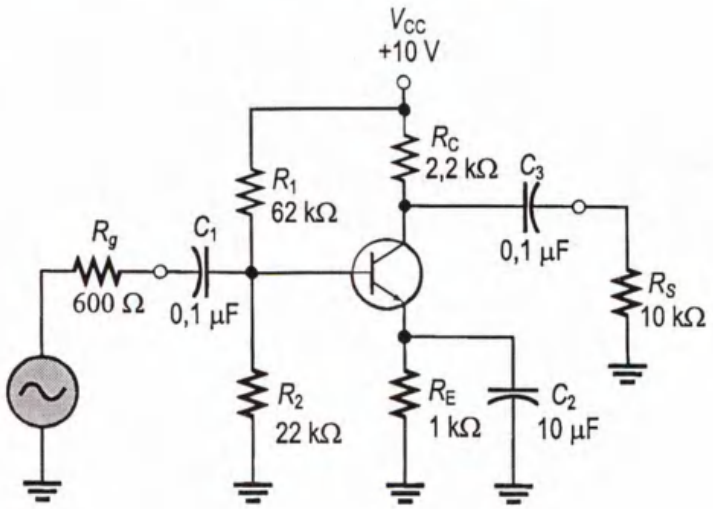
Determinați răspunsul global la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-19. $\beta_{c.a.} = 100$ și $r'_e = 16\ \Omega$.

Rezolvare

Se analizează fiecare circuit *RC* pentru a-i determina frecvența de tăiere. Pentru circuitul *RC* de intrare, luând în considerație rezistența internă a sursei de semnal, R_g, scriem:

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e = 62\,\text{k}\Omega \| 22\,\text{k}\Omega \| 1{,}6\,\text{k}\Omega = 1{,}46\,\text{k}\Omega$$

FIGURA 10-19



$$f_{t(intrare)} = \frac{1}{2\pi(R_g + R_{in})C_1} = \frac{1}{2\pi(600\Omega + 1{,}46\,k\Omega)(0{,}1\mu F)} = \mathbf{772{,}6\,Hz}$$

Pentru circuitul *RC* de decuplare:

$$R_{ech} = R_1 \| R_2 \| R_g = 62\,k\Omega \| 22\,k\Omega \| 600\,\Omega = 579\,\Omega$$

$$R_{in(emitor)} = \frac{R_{ech}}{\beta_{c.a.}} + r'_e = \frac{579\,\Omega}{100} + 16\,\Omega = 21{,}8\,\Omega$$

$$f_{t(decuplare)} = \frac{1}{2\pi(R_{in(emitor)} \| R_E)C_2} = \frac{1}{2\pi(21{,}8\,\Omega \| 1\,k\Omega)(10\mu F)} =$$

$$= \frac{1}{2\pi(21{,}3\,\Omega)(10\mu F)} = \mathbf{747{,}2\,Hz}$$

Pentru circuitul *RC* de ieșire:

$$f_{t(ieșire)} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_S)C_3} = \frac{1}{2\pi(2{,}2\,\Omega + 10\,k\Omega)(0{,}1\mu F)} = \mathbf{130{,}5\,Hz}$$

Analiza de mai sus demonstrează că frecvența de tăiere inferioară dominantă (cea mai mare f_t) este determinată de circuitul de intrare. Câștigul în banda de trecere al amplificatorului este de:

$$A_{v(max)} = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{2{,}2\,k\Omega \| 10\,k\Omega}{16\,\Omega} = 113$$

Atenuarea introdusă de circuitul de intrare în banda de trecere este:

$$\frac{R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e}{R_g + R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'} = \frac{62\,k\Omega \| 22\,k\Omega \| 1600\,k\Omega}{600\,\Omega + 62\,k\Omega \| 22\,k\Omega \| 1600\,\Omega} = \frac{1456}{2056} = 0{,}708$$

Câștigul în tensiune global al amplificatorului este de:

$$A'_{v(max)} = 0{,}708 \cdot 113 = 80$$

iar exprimat în dB:

$$A'_{v(max)} = 20\log(80) = 38{,}1\,dB$$

Diagrama Bode teoretică aferentă răspunsului la frecvențe joase al amplificatorului studiat este prezentată în fig. 10-20. Concret, $f_{t(intrare)}$ și $f_{t(decuplare)}$ au valori atât de apropiate încât diferența dintre ele nu ar putea fi măsurată decât cu mare dificultate.

Exercițiu complementar Cum se modifică frecvențele de tăiere inferioare în urma scăderii câștigului în tensiune global al amplificatorului?

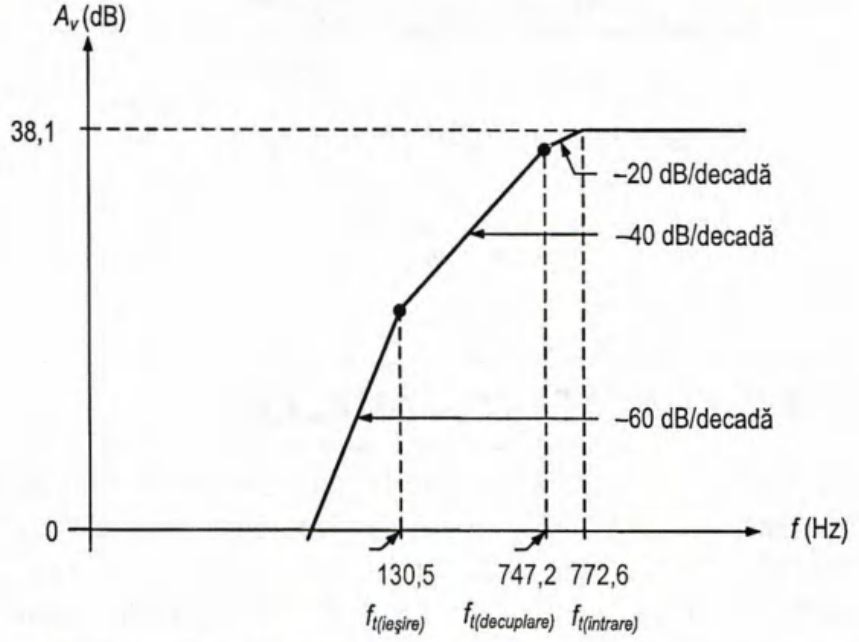


FIGURA 10-20

Diagrama Bode teoretică reprezentând răspunsul global la frecvențe joase al amplificatorului din figura 10-19.

Răspunsul la frecvențe joase al amplificatoarelor cu cuplaj direct

Amintiți-vă, din capitolul 6, că amplificatoarele cu cuplaj direct nu au în componența lor condensatoare de cuplaj sau de decuplare, ceea ce permite ca răspunsul lor în frecvență să se extindă până la c.c. (0 Hz). Amplificatoarele cu cuplaj direct sunt utilizate de obicei în CI liniare datorită atât simplității lor, precum și faptului că ele pot amplifica, practic, semnale cu frecvențe sub 10 Hz (frecvență sub care amplificatoarele cu cuplaj capacitiv nu mai sunt funcționale din cauza dimensiunilor la care se pot realiza condensatoarele).

Un amplificator cu cuplaj direct are, pentru o tensiune de intrare continuă, același câștig în tensiune ca acela obținut în banda de trecere cu semnal de intrare alternativ, deoarece nu există condensatoare de cuplaj. Câștigul unui amplificator cu cuplaj direct, cum este cel din fig. 10-21, este determinat de raportul R_C/R_E, fiind constant la frecvențe inferioare.

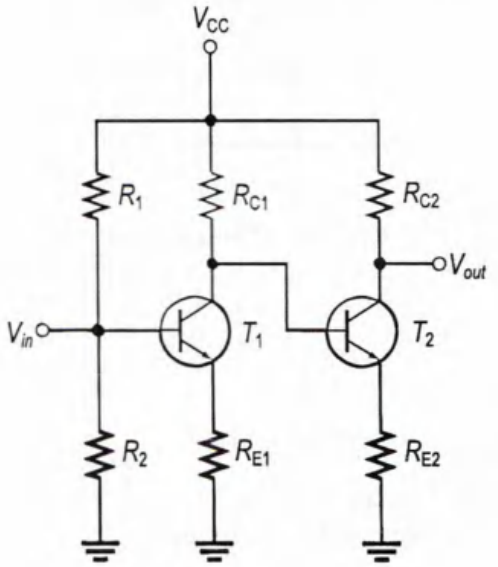


FIGURA 10-21

Schema de principiu a unui amplificator cu două etaje, cu cuplaj direct.

SECȚIUNEA 10-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Răspunsul la frecvențe joase al unui amplificator prezintă trei frecvențe de tăiere: f_{t1} = 130 Hz, f_{t2} = 167 Hz și f_{t3} = 75 Hz. Care este frecvența de tăiere dominantă?
2. Dacă amplificatorul de la întrebarea 1 are câștigul în tensiune în banda de trecere de 50 dB, care este câștigul lui la f_t dominantă?
3. Un circuit RC este caracterizat de f_t = 235 Hz, peste această frecvență atenuarea introdusă de el fiind de 0 dB. Cât este atenuarea în dB la 23,5 Hz?

10-4 CAPACITATEA MILLER

Teorema lui Miller arată în ce mod capacitatea internă, generată tehnologic, a unui tranzistor este influențată de câștigul în tensiune al amplificatorului realizat cu acel tranzistor. Capacitatea internă dintre intrarea și ieșirea amplificatorului apare foarte mare când este privită dinspre intrare și doar puțin mărită când este privită dinspre ieșire.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să aplicați teorema lui Miller pentru a calcula capacitățile unui amplificator

- ▶ Să calculați capacitatea Miller de intrare a unui tranzistor bipolar sau a unui FET
- ▶ Să calculați capacitatea Miller de ieșire a unui tranzistor bipolar sau a unui FET

Teorema lui Miller

Teorema lui Miller se aplică în scopul simplificării analizei amplificatoarelor inversoare la frecvențe înalte, când capacitățile interne ale tranzistorului au un rol determinant. Capacitatea C_{bc}, în cazul tranzistoarelor bipolare (C_{gd} pentru FET), dintre intrare (bază sau poartă) și ieșire (colector sau drenă), este reprezentată în forma generală în fig. 10-22(a). A_v este valoarea absolută a câștigului în tensiune al amplificatorului în banda de trecere, iar prin C s-a reprezentat fie C_{bc}, fie C_{gd}.

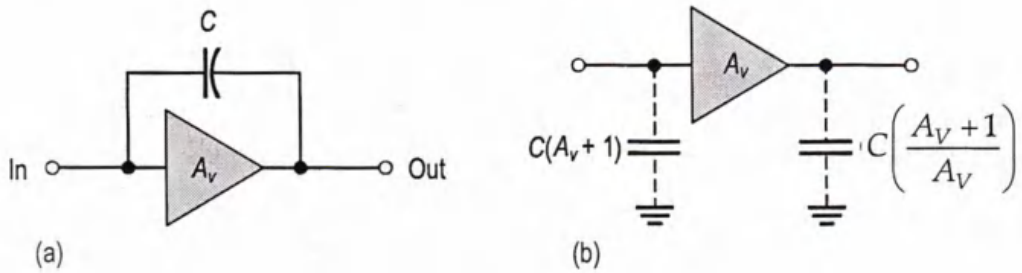


FIGURA 10-22

Reprezentarea generalizată a capacităților Miller de intrare și de ieșire. C poate fi C_{bc} sau C_{gd}.

Teorema lui Miller afirmă că, practic, C apare ca o capacitate între intrare și masă, ca în fig. 10-22(b), a cărei expresie este:

$$C_{in(Miller)} = C(A_v + 1) \tag{10-10}$$

Formula anterioară arată că participarea capacității C_{bc} (sau C_{gd}) în capacitatea de intrare este mult mai mare decât valoarea ei reală. De exemplu, pentru C_{bc} = 6 pF și un câștig al amplificatorului de 50, $C_{in\ (Miller)}$ = 306 pF. Figura 10-23 ilustrează modul în care această capacitate apare, practic, în paralel cu C_{be} (sau C_{gs}) la intrarea circuitului echivalent de c.a.

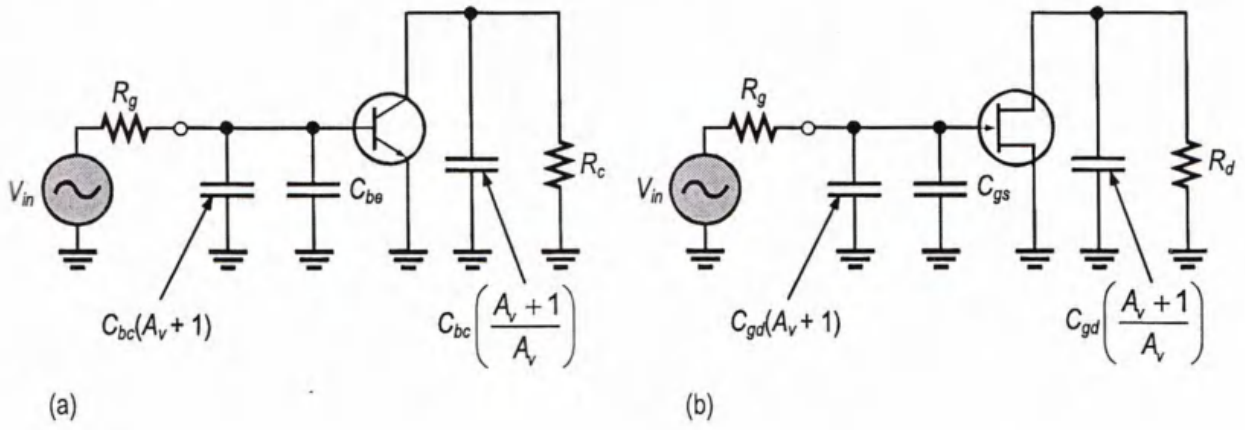


FIGURA 10-23

Circuite echivalente de c.a. ale unor amplificatoare, în care apar capacitățile interne ale tranzistoarelor și capacitățile funcționale Miller.

Teorema lui Miller afirmă, de asemenea, că, practic, C apare ca o capacitate între ieșire și masă, ca în fig. 10-22(b), a cărei expresie este:

$$C_{out(Miller)} = C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) \tag{10-11}$$

Din această formulă deducem că, la un câștig în tensiune de minimum 10, $C_{out(Miller)}$ este aproximativ egală cu C_{bc} sau cu C_{gd} deoarece $(A_v + 1)/A_v$ are, cu aproximație, valoarea 1. În fig. 10-23 puteți observa cum apare această capacitate funcțională la ieșirea circuitului echivalent de c.a., în cazul unui tranzistor bipolar și al unui FET. Deducerea expresiilor (10-10) și (10-11) este prezentată în anexa B.

EXEMPLUL 10-8

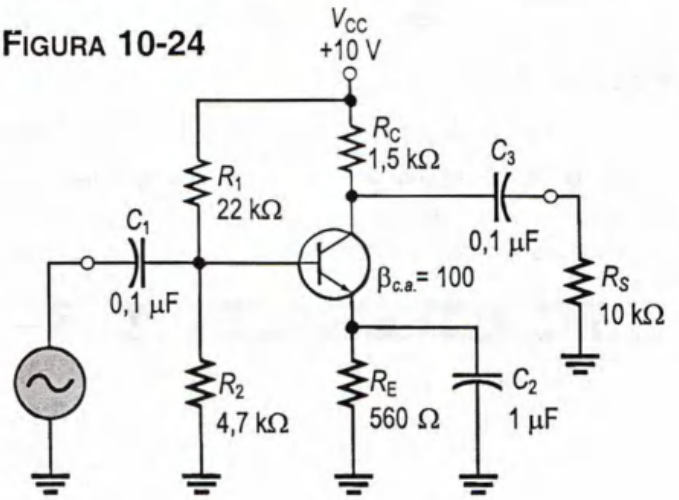
Aplicați teorema lui Miller amplificatorului de semnal mic din fig. 10-24 pentru a deduce circuitul echivalent al acestuia la frecvențe înalte, cunoscând C_{bc} = 3 pF și C_{be} = 1 pF.

Rezolvare

Înainte de a aplica teorema lui Miller trebuie aflat câștigul în tensiune. Amintiți-vă că expresia lui este:

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e}$$

FIGURA 10-24



În c.a., rezistența din colector, R_c, este formată din R_C în paralel cu R_S.

$$R_c = 1,5\,\text{k}\Omega \| 10\,\text{k}\Omega = 1,3\,\text{k}\Omega$$

Pentru a afla r'_e trebuie cunoscută valoarea I_E.

$$V_B = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{4,7\,\text{k}\Omega}{26,7\,\text{k}\Omega}\right) 10\,\text{V} = 1,76\,\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - 0,7}{560\,\Omega} = \frac{1,76\,\text{V} - 0,7\,\text{V}}{560\,\Omega} = 1,89\,\text{mA}$$

$$r'_e = \frac{25\,\text{mV}}{I_E} = \frac{25\,\text{mV}}{1,89\,\text{mA}} \cong 13,2\,\Omega$$

Deci:

$$A_v = \frac{1,3\,\text{k}\Omega}{13,2\,\Omega} = 98$$

Aplicăm teorema lui Miller:

$$C_{in(Miller)} = C_{bc}(A_v + 1) = (3\,\text{pF})(99) = 297\,\text{pF}$$

și

$$C_{out(Miller)} = C_{bc}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) = (3\,\text{pF})\left(\frac{99}{98}\right) \cong 3\,\text{pF}$$

Circuitul echivalent, la frecvențe înalte, al amplificatorului din fig. 10-24 este prezentat în fig. 10-25.

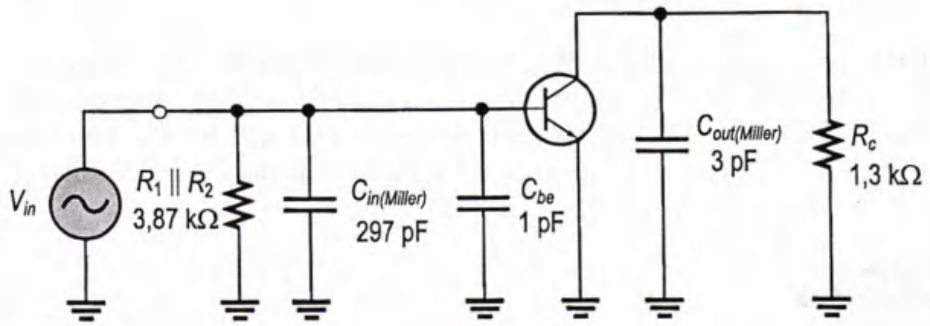


FIGURA 10-25

Circuitul echivalent, la frecvențe înalte, al amplificatorului din figura 10-24.

Exercițiu complementar Ce valori vor avea capacitățile Miller de intrare și de ieșire dacă valoarea câștigului în tensiune al amplificatorului din fig. 10-24 scade la 50?

SECȚIUNEA 10-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Calculați $C_{in(Miller)}$ pentru $A_v = 50$ și $C_{bc} = 5$ pF.
2. Calculați $C_{out(Miller)}$ pentru $A_v = 25$ și $C_{bc} = 3$ pF.

10-5 RĂSPUNSUL AMPLIFICATOARELOR LA FRECVENȚE ÎNALTE

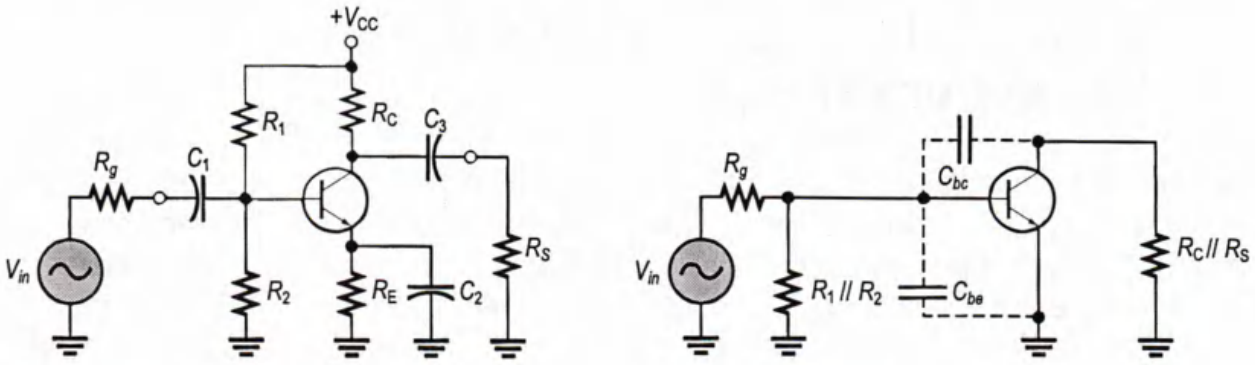
Am studiat deocamdată modul în care condensatoarele de cuplaj și de decuplare influențează câștigul în tensiune al unui amplificator la frecvențe joase, când reactanțele acestor condensatoare au valori semnificative. În banda de trecere a amplificatorului, influența lor este minimă și poate fi neglijată. Dacă frecvența crește suficient de mult, la un moment dat, capacitățile interne ale tranzistorului încep să influențeze semnificativ câștigul. În această secțiune vom studia, pentru exemplificare, un amplificator realizat cu tranzistor bipolar, dar metoda este aplicabilă și în cazul amplificatoarelor realizate cu FET. Principalele diferențe constau în valorile capacităților interne și ale rezistențelor de intrare. Metoda de studiu este valabilă atât în cazul amplificatoarelor cu cuplaj direct, cât și în al celor cu cuplaj capacitiv.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul la frecvențe înalte al unui amplificator realizat cu tranzistor bipolar cu joncțiuni

- ▶ Să enunțați și să aplicați teorema lui Miller
- ▶ Să explicați, în principiu, modul în care capacitățile interne influențează câștigul
- ▶ Să identificați circuitul *RC* de intrare
- ▶ Să calculați frecvența de tăiere superioară a circuitului *RC* de intrare
- ▶ Să calculați defazajul introdus de circuitul *RC* de intrare
- ▶ Să identificați circuitul *RC* de ieșire
- ▶ Să calculați frecvența de tăiere superioară a circuitului *RC* de ieșire
- ▶ Să calculați defazajul introdus de circuitul *RC* de ieșire
- ▶ Să analizați răspunsul global al amplificatorului la frecvențe înalte

În fig. 10-26(b) este prezentat circuitul echivalent de c.a., la frecvențe înalte, al amplificatorului din fig. 10-26(a). Remarcați că, practic, condensatoarele de cuplaj și de decuplare sunt considerate scurtcircuite și nu apar în circuitul echivalent. Apar însă capacitățile interne C_{be} și C_{bc}, care au influență numai la frecvențe înalte. Așa cum am mai menționat, C_{be} este uneori denumită capacitate de intrare, C_{ib}, iar C_{bc}, capacitate de ieșire, C_{ob}. C_{be} este specificată în cataloage pentru o anumită valoare V_{BE}. De multe ori veți întâlni în cataloage notațiile C_{ibo} pentru C_{ib} și C_{obo} pentru C_{ob}. Indicele *o* arată că măsurarea capacității se efectuează cu baza în gol (*open*). De exemplu, tranzistorul 2N2222A are C_{be} de 25 pF la V_{EB} = 0,5 Vc.c., I_C = 0 și f = 1 MHz. De asemenea, C_{bc} este specificată pentru o anumită valoare V_{CB}. Pentru 2N2222A, C_{bc} are valoarea maximă de 8 pF la V_{CB} = 10 Vc.c.



(a) Amplificator cu cuplaj capacitiv

(b) Circuitul echivalent la frecvențe înalte

FIGURA 10-26

Amplificator cu cuplaj capacitiv şi circuitul său echivalent la frecvenţe înalte.

Teorema lui Miller aplicată în analiza la frecvențe înalte

Cunoscând câștigul în tensiune în banda de trecere al circuitului din fig. 10-26(b), putem analiza răspunsul la frecvențe înalte aplicând teorema lui Miller. Privind dinspre sursa de semnal, capacitatea C_{bc} se reflectă în capacitatea Miller de intrare, între bază și masă, astfel:

$$C_{in(Miller)} = C_{bc}\,(A_v + 1)$$

C_{be} apare ca o simplă capacitate față de masa de c.a., în paralel cu $C_{in(Miller)}$, ca în fig. 10-27. Privind de la ieșire către colector, C_{bc} se reflectă în capacitatea Miller de ieșire, dintre colector și masă. Cum se observă în fig. 10-27, ea apare în paralel cu R_c.

$$C_{out(Miller)} = C_{bc}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$

Cele două capacități Miller formează două circuite *RC* de înaltă frecvență, unul de intrare și celălalt de ieșire. Aceste circuite se deosebesc de cele de joasă frecvență, care se comportă ca niște filtre trece-sus, deoarece capacitățile sunt aici conectate la masă, impunând un comportament specific filtrelor trece-jos. Circuitul echivalent din fig. 10-27 constituie un model ideal deoarece s-au neglijat capacitățile parazite dintre conexiuni.

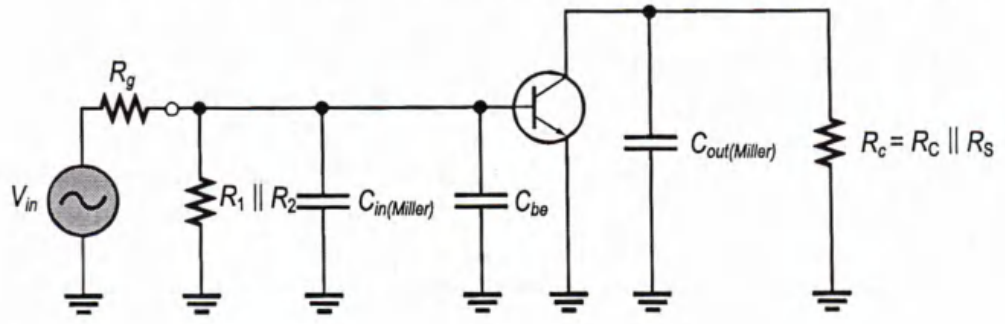


FIGURA 10-27

Circuitul echivalent la frecvenţe înalte, după aplicarea teoremei lui Miller.

Circuitul *RC* de intrare

La frecvențe înalte, circuitul de intrare arată ca în fig. 10-28(a), unde rezistența de intrare în baza tranzistorului este $\beta_{c.a.} r'_e$, deoarece condensatorul de decuplare aduce, practic, emitorul la potențialul masei. Luând în considerație gruparea în paralel a capacităților C_{be} și $C_{in(Miller)}$ și redesenând circuitul, se obține schema simplificată din fig. 10-28(b). Aplicând apoi teorema lui Thévenin porțiunii de circuit din stânga condensatorului, cum se indică în figură, circuitul *RC* de intrare ajunge în forma echivalentă din fig. 10-28(c).

Pe măsură ce frecvența crește, reactanța capacității scade. Din această cauză, tensiunea de semnal din bază scade, deci se micșorează și câștigul în tensiune al amplificatorului. Fenomenul are loc deoarece capacitatea și rezistența se comportă ca un divizor de tensiune și, pe măsură ce frecvența crește, se mărește căderea de tensiune pe rezistență și scade cea de pe capacitate. La frecvența de tăiere, câștigul este cu 3 dB mai mic decât în banda de trecere. Analog răspunsului la frecvențe joase, frecvența de tăiere superioară, f_t, este frecvența la care reactanța condensatorului egalează rezistența totală.

$$X_{C_{tot}} = R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e$$

Deci:

$$\frac{1}{2\pi f_t C_{tot}} = R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e$$

și

$$f_t = \frac{1}{2\pi (R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e) C_{tot}} \tag{10-12}$$

unde R_g este rezistența sursei de semnal, iar $C_{tot} = C_{be} + C_{in(Miller)}$. Când frecvența crește peste f_t, circuitul de intrare determină căderea câștigului cu o pantă de –20 dB/decadă, ca și în cazul răspunsului la frecvențe joase.

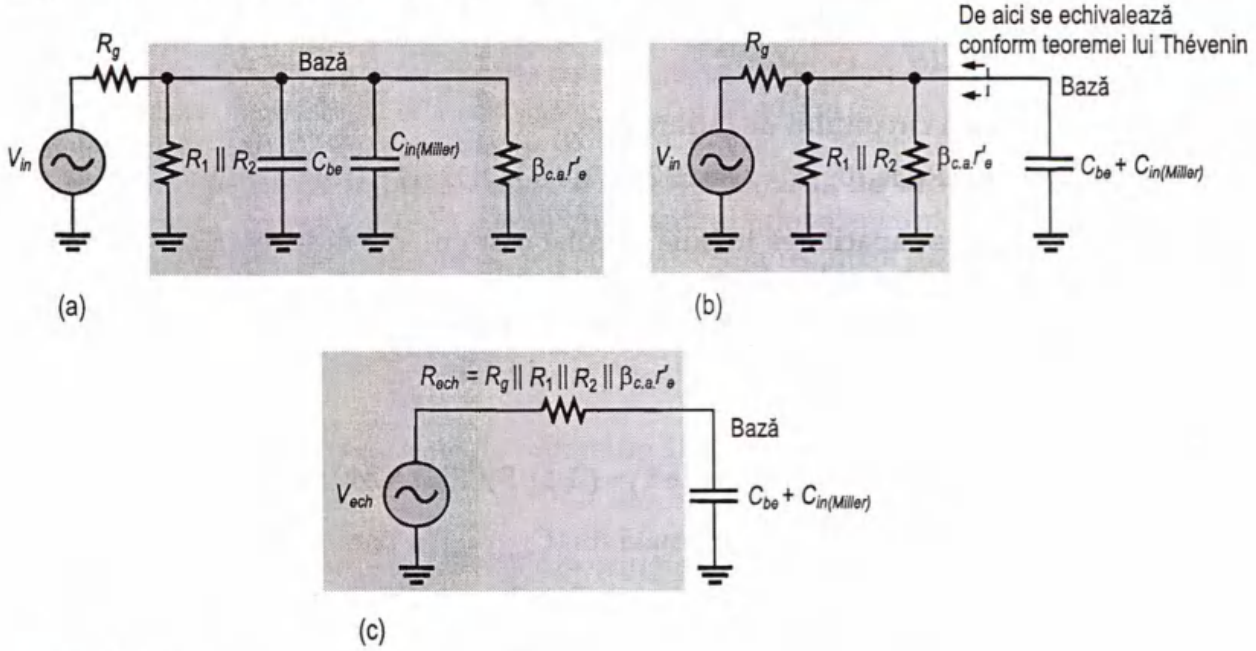


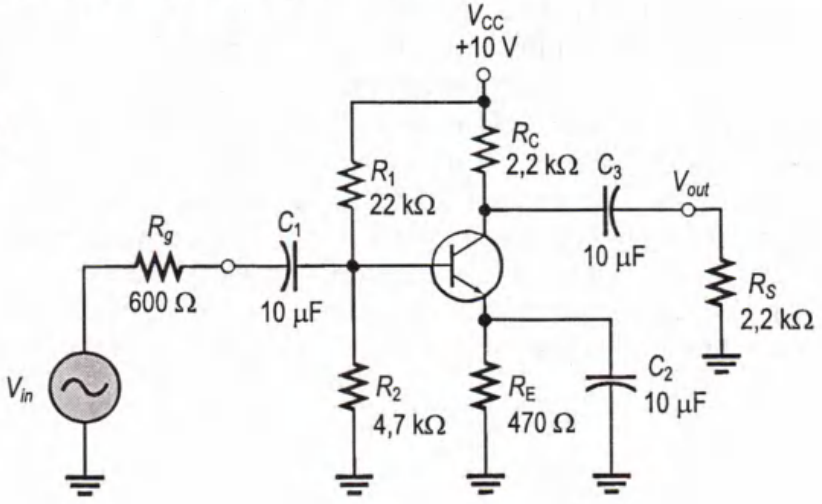
FIGURA 10-28

Configurațiile echivalente, de înaltă frecvență, ale circuitului RC de intrare.

EXEMPLUL 10-9

Prelucrați, pentru frecvențe înalte, circuitul RC de intrare al amplificatorului din fig. 10-29. Calculați și frecvența de tăiere. În foaia de catalog a tranzistorului sunt înscrise valorile: $\beta_{c.a.} = 125$, $C_{be} = 20$ pF și $C_{bc} = 2{,}4$ pF.

FIGURA 10-29



Rezolvare

Întâi se calculează r'_e astfel:

$$V_B = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{CC} = \left(\frac{4{,}7\,\text{k}\Omega}{26{,}7\,\text{k}\Omega}\right) 10\,\text{V} = 1{,}76\,\text{V}$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\,\text{V} = 1{,}06\,\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1{,}06\,\text{V}}{470\,\Omega} = 2{,}26\,\text{mA}$$

$$r'_e = \frac{25\,\text{mV}}{I_E} = 11{,}1\,\Omega$$

Rezistența totală a circuitului de intrare este:

$$R_{in(tot)} = R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e = 600\,\Omega \| 22\,\text{k}\Omega \| 4{,}7\,\text{k}\Omega \| 125(11{,}1\,\Omega) = 378\,\Omega$$

Apoi, pentru a afla capacitatea trebuie calculat câștigul în banda de trecere al amplificatorului, pentru a putea aplica teorema lui Miller.

$$A_{v(max)} = \frac{R_c}{r'_e} = \frac{R_C \| R_S}{r'_e} = \frac{1{,}1\,\text{k}\Omega}{11{,}1\,\Omega} = 99$$

Se aplică teorema lui Miller:

$$C_{in(Miller)} = C_{bc}\,(A_{v(max)} + 1) = (2{,}4\,\text{pF})(100) = 240\,\text{pF}$$

Capacitatea totală de intrare este formată din $C_{in(Miller)}$ în paralel cu C_{be}.

$$C_{in(tot)} = C_{in(Miller)} + C_{be} = 240\,\text{pF} + 20\,\text{pF} = 260\,\text{pF}$$

Circuitul *RC* de intrare obținut pentru frecvențe înalte este prezentat în fig. 10-30. Frecvența de tăiere este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi(R_{in(tot)})(C_{in(tot)})} = \frac{1}{2\pi(378\,\Omega)(260\,\text{pF})} = 1{,}62\,\text{MHz}$$

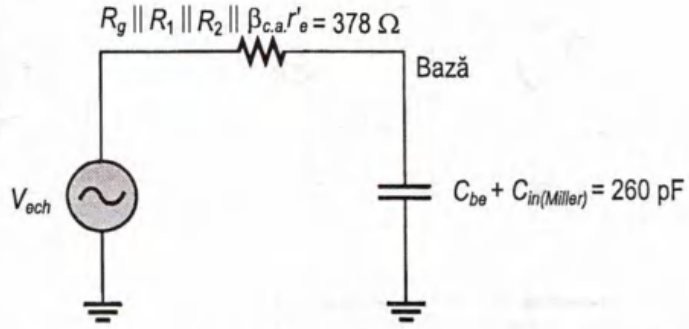


FIGURA 10-30
Echivalentul la frecvențe înalte al circuitului RC de intrare al amplificatorului din fig. 10-29.

Exercițiu complementar Determinați circuitul *RC* de intrare pentru frecvențe înalte al amplificatorului din fig. 10-29 și calculați frecvența lui de tăiere dacă tranzistorul folosit are următorii parametri: $\beta_{c.a.} = 75$, $C_{be} = 15$ pF, $C_{bc} = 2$ pF.

Defazajul introdus de circuitul RC de intrare Deoarece tensiunea de ieșire a circuitului *RC* de intrare se culege, la frecvențe *RC* înalte, de pe condensator, ea este defazată în urma tensiunii de intrare. Defazajul are expresia:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e}{X_{C_{tot}}}\right) \qquad (10\text{-}13)$$

La frecvența de tăiere, tensiunea de semnal din baza tranzistorului este defazată cu 45° în urma tensiunii de intrare. Pe măsură ce frecvența crește peste valoarea f_t, defazajul crește peste 45°, tinzând către 90° la frecvențe suficient de mari.

Circuitul *RC* de ieșire

La frecvențe înalte, circuitul *RC* de ieșire este format din capacitatea Miller de ieșire și din rezistența văzută din exterior către colector, ca în fig. 10-31(a). Pentru a determina rezistența de ieșire, tranzistorul este considerat o sursă de curent (în gol), cu unul dintre terminalele rezistorului R_C conectat efectiv la masa de c.a., ca în fig. 10-31(b). Reprezentând schema cu capacitatea amplasată altfel și aplicând teorema lui Thévenin porțiunii de circuit din stânga, ca în fig. 10-31(c), se obține circuitul echivalent din fig. 10-31(d). Circuitul *RC* de ieșire echivalent este format deci din rezistența rezultată din gruparea în paralel a rezistoarelor R_C și R_S, în serie cu o capacitate ce se determină din formula lui Miller:

$$C_{out(Miller)} = C_{bc}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$

Pentru un câștig în tensiune de minimum 10, formula poate fi aproximată prin:

$$C_{out(Miller)} \cong C_{bc}$$

Frecvența de tăiere se calculează din ecuația următoare, unde $R_c = R_C \| R_S$.

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_c C_{out(Miller)}} \qquad (10\text{-}14)$$

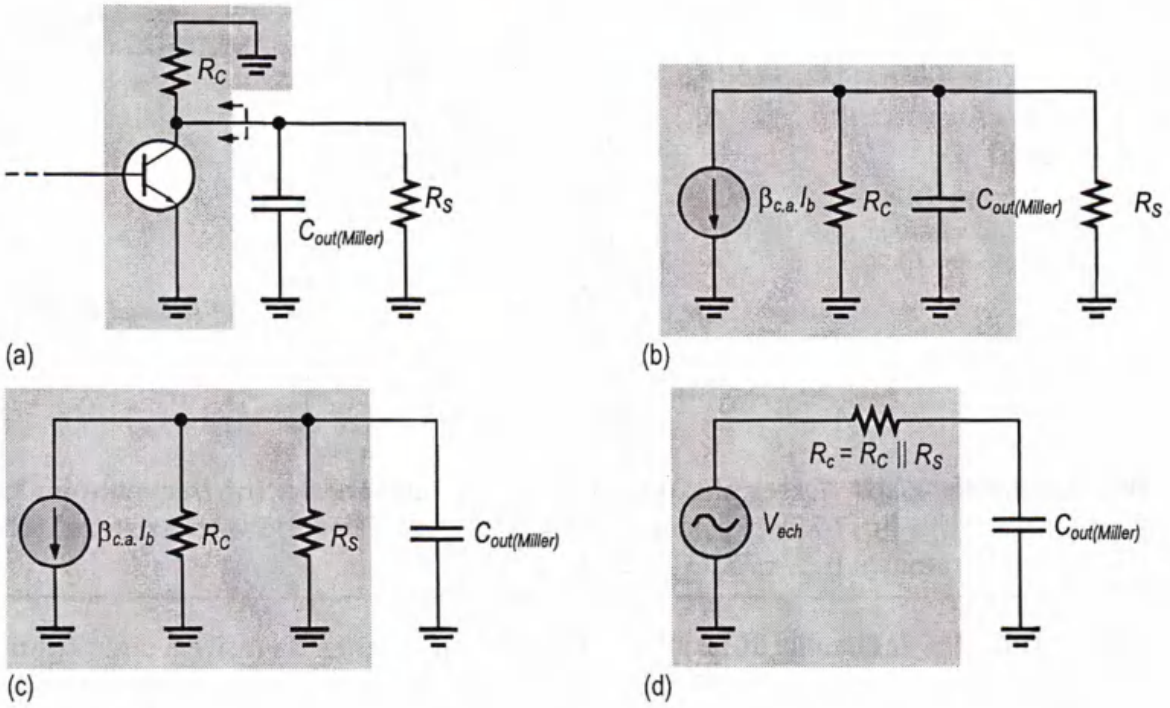


FIGURA 10-31

Reprezentările echivalente, la frecvențe înalte, ale circuitului RC de ieşire.

Ca și circuitul *RC* de intrare, cel de ieșire determină un câștig redus cu 3 dB la frecvența de tăiere. Când frecvența depășește această valoare, câștigul cade cu –20 dB/decadă. Defazajul introdus de circuitul *RC* de ieșire este:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_c}{X_{C_{out(Miller)}}}\right) \tag{10-15}$$

EXEMPLUL 10-10

Determinați, pentru amplificatorul din exemplul 10-9 (fig. 10-29), frecvența de tăiere introdusă de circuitul *RC* de ieșire.

Rezolvare

Capacitatea Miller de ieșire se calculează astfel:

$$C_{out(Miller)} = C_{bc}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) = (2,4\,\text{pF})\left(\frac{99+1}{99}\right) \cong 2,4\,\text{pF}$$

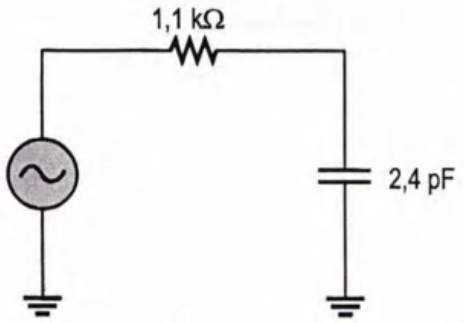
Rezistența echivalentă este:

$$R_c = R_C \| R_S = 2,2\,\text{k}\Omega \| 2,2\,\text{k}\Omega = 1,1\,\text{k}\Omega$$

Circuitul *RC* de ieșire echivalent este cel din fig. 10-32, iar frecvența de tăiere se determină astfel ($C_{out(Miller)} \cong C_{bc}$):

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_c C_{bc}} = \frac{1}{2\pi(1,1\,\text{k}\Omega)(2,4\,\text{pF})} = \mathbf{60,3\,MHz}$$

FIGURA 10-32



Exercițiu complementar Dacă în amplificatorul de mai sus se folosește un alt tranzistor, cu C_{bc} = 5 pF, ce valoare va avea f_t?

Răspunsul global al amplificatorului la frecvențe înalte

După cum ați văzut, cele două circuite *RC* formate de capacitățile interne ale tranzistorului influențează răspunsul amplificatorului la frecvențe înalte. Pe măsură ce frecvența crește către capătul superior al benzii de trecere, unul dintre cele două circuite *RC* va determina căderea câștigului, începând de la o anumită frecvență. Frecvența aceasta este frecvența de tăiere dominantă; este cea mai joasă dintre cele două frecvențe de tăiere superioare. În fig. 10-33(a) este prezentată diagrama Bode teoretică, la frecvențe înalte. Primul punct de tăiere apare la $f_{t(intrare)}$, de unde câștigul în tensiune începe să cadă cu –20 dB/decadă. Începând cu $f_{t(ieșire)}$, câștigul cade cu –40 dB/decadă deoarece fiecare circuit *RC* introduce o pantă de –20 dB/decadă. În fig. 10-33(b) este prezentată diagrama Bode reală, în care câștigul în tensiune la $f_{t(intrare)}$ este cu –3 dB sub valoarea maximă. Mai există posibilitatea ca frecvența de tăiere dominantă să fie determinată de circuitul *RC* de ieșire sau ca ambele circuite să aibă aceeași frecvență de tăiere.

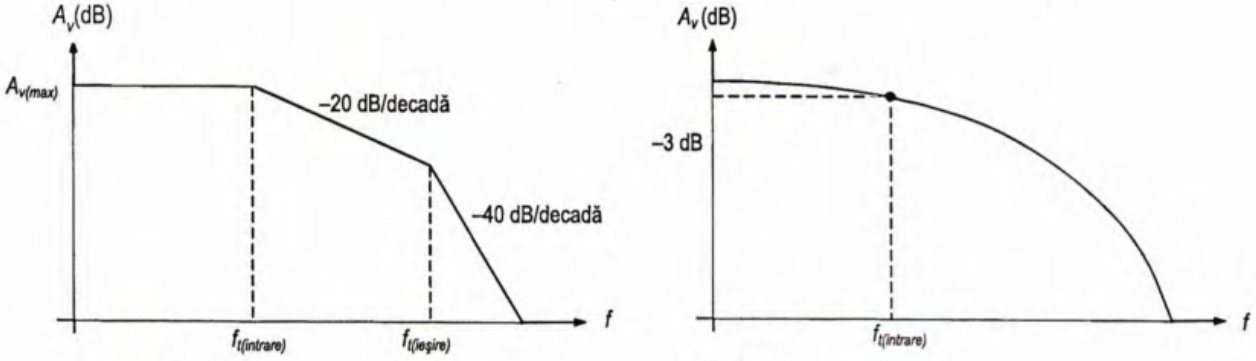


FIGURA 10-33

Diagramele Bode la frecvențe înalte.

SECȚIUNEA 10-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. De ce anume este determinat răspunsul la frecvențe înalte al unui amplificator?
2. Care este capacitatea totală de intrare a unui amplificator al cărui câștig în tensiune, în banda de trecere este de 80, tranzistorul având C_{bc} = 4 pF și C_{be} = 8 pF?
3. Un amplificator are $f_{t(intrare)}$ = 3,5 MHz și $f_{t(ieșire)}$ = 8,2 MHz. Care circuit este dominant în cadrul răspunsului la frecvențe înalte?

10-6 RĂSPUNSUL GLOBAL ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATOARELOR

În secțiunile precedente am examinat modul în care fiecare circuit RC dintr-un amplificator îi influențează răspunsul în frecvență. În continuare, folosindu-ne de toate noțiunile discutate anterior, vom studia în ansamblu răspunsul global al unui amplificator tipic, precum și parametrii care îl definesc.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul global în frecvență al unui amplificator

- Să calculați lățimea de bandă
- Să definiți *produsul câștig-bandă*
- Să explicați importanța valorii de –3 dB

Figura 10-34(b) prezintă, în principiu, o curbă de răspuns (diagramă Bode) ideală aferentă unui amplificator de tipul celui din fig. 10-34(a). Așa cum am arătat, cele trei puncte de tăiere la frecvențe joase (f_{t1}, f_{t2} și f_{t3}) se datorează celor trei circuite *RC* formate cu condensatoarele de cuplaj și de decuplare. Punctele de tăiere la frecvențele superioare, f_{t4} și f_{t5}, se datorează circuitelor *RC* formate cu capacitățile interne ale tranzistorului.

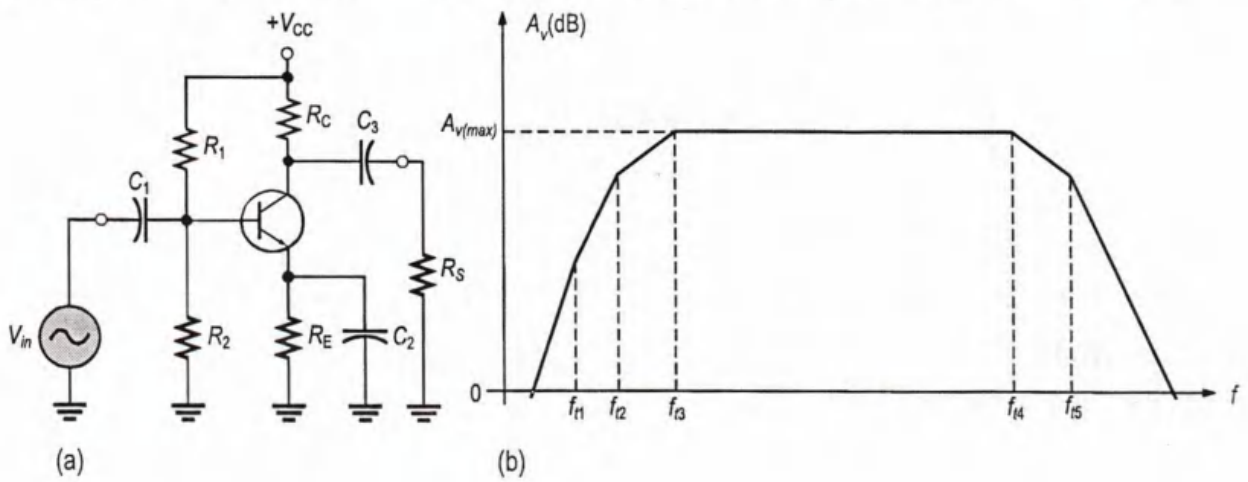


FIGURA 10-34

Un amplificator și curba ideală a răspunsului său (diagrama Bode).

O importanță deosebită prezintă cele două frecvențe de tăiere dominante, f_{t3} și f_{t4} în fig. 10-34(b). Aici, câștigul în tensiune al amplificatorului este cu 3 dB mai mic decât valoarea sa maximă din banda de trecere. Aceste frecvențe dominante sunt denumite *frecvență de tăiere inferioară*, $f_{t(inf)}$, respectiv *frecvență de tăiere superioară*, $f_{t(sup)}$.

Lățimea de bandă

În mod normal, amplificatoarele se utilizează la frecvențe ale semnalului cuprinse între $f_{t(inf)}$ și $f_{t(sup)}$. După cum știți, dacă frecvența semnalului este egală cu $f_{t(inf)}$ sau cu $f_{t(sup)}$, tensiunea semnalului de ieșire reprezintă 0,707 din valoarea ei în banda de trecere, deci câștigul în tensiune este cu 3 dB mai mic. Dacă frecvența semnalului este mai mică decât $f_{t(inf)}$, nivelul semnalului de ieșire față de cel de intrare cade cu 20 dB/decadă până la următoarea frecvență de tăiere. O situație similară se întâlnește la frecvențe ce depășesc $f_{t(sup)}$.

Domeniul (banda) de frecvențe dintre $f_{t(inf)}$ și $f_{t(sup)}$ se numește **lățimea de bandă** a amplificatorului, ilustrată în fig. 10-35. Pe curba de răspuns sunt reprezentate numai frecvențele de tăiere dominante pentru că ele sunt cele ce determină lățimea de bandă. De altfel, celelalte frecvențe de tăiere se află uneori suficient de departe de cele dominante pentru a fi nesemnificative pentru răspunsul global al amplificatorului, putând fi neglijate. Lățimea de bandă a unui amplificator se exprimă în Hz, conform formulei:

$$B = f_{t(sup)} - f_{t(inf)} \tag{10-16}$$

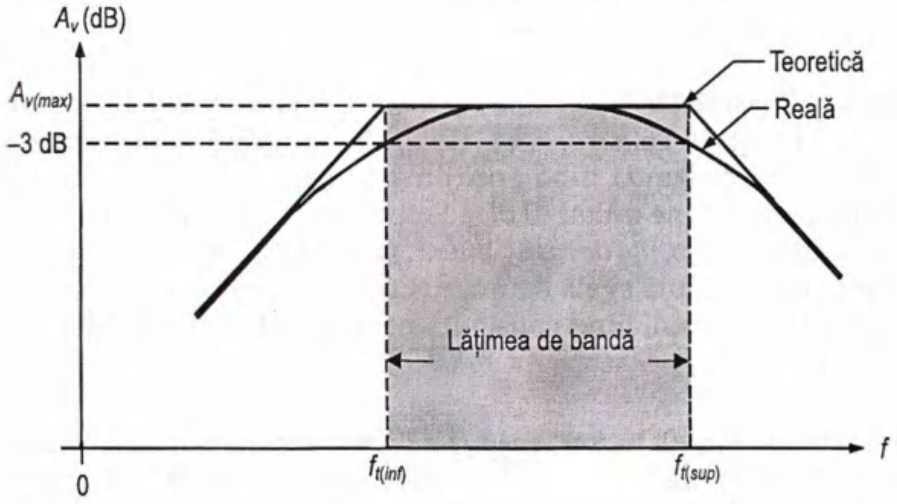


FIGURA 10-35

Curbă de răspuns ilustrând lățimea de bandă a unui amplificator.

Teoretic, toate frecvențele cuprinse în banda de trecere a amplificatorului sunt amplificate în mod egal. De exemplu, dacă la intrarea unui amplificator cu un câștig de 20 se aplică un semnal de 10 mV ef., acesta este amplificat la 200 mV ef. pentru toate frecvențele cuprinse în banda de trecere. În realitate însă, câștigul este mai mic cu 3 dB la $f_{t(inf)}$ și $f_{t(sup)}$.

EXEMPLUL 10-11

Care este lățimea de bandă a unui amplificator caracterizat prin $f_{t(inf)} = 200$ Hz și $f_{t(sup)} = 2$ kHz?

Rezolvare

$$B = f_{t(sup)} - f_{t(inf)} = 2000\,\text{Hz} - 200\,\text{Hz} = \mathbf{1800\,Hz}$$

Observați că unitatea de măsură utilizată pentru exprimarea lățimii de bandă este Hz.

Exercițiu complementar Dacă $f_{t(inf)}$ crește, lățimea de bandă se mărește sau se micșorează? Dar dacă $f_{t(sup)}$ crește?

Produsul câștig-bandă

Una dintre caracteristicile amplificatoarelor este aceea că produsul dintre câștig și lățimea benzii de trecere rămâne constant la o pantă de cădere de –20 dB/decadă. Această caracteristică este cunoscută chiar sub denumirea de **produs câștig-bandă** (produs amplificare-bandă). Să presupunem că frecvența de tăiere inferioară a unui amplificator este mult mai mică decât cea superioară.

$$f_{t(inf)} << f_{t(sup)}$$

Prin urmare, lățimea de bandă poate fi aproximată prin:

$$B = f_{t(sup)} - f_{t(inf)} \cong f_{t(sup)}$$

Frecvența corespunzătoare câștigului unitar Diagrama Bode simplificată corespunzătoare acestei condiții este prezentată în fig. 10-36. Observați că $f_{t(inf)}$ este neglijată deoarece este mult mai mică decât $f_{t(sup)}$, lățimea de bandă fiind aproximativ egală cu $f_{t(sup)}$. Începând de la $f_{t(sup)}$, câștigul cade până când devine unitar (0 dB). Frecvența la care câștigul amplificatorului este egal cu 1 se numește *frecvență de câștig unitar*, f_T. Semnificația acestui parametru este că valoarea sa este întotdeauna egală cu produsul dintre câștigul în tensiune în banda de trecere și lățimea acelei benzi, fiind constantă pentru un tranzistor dat.

$$f_T = A_{v(max)}B \tag{10-17}$$

În cazul particular reprezentat în fig. 10-36, $f_T = A_{v(max)}f_{t(sup)}$. De exemplu, dacă în foaia de catalog a unui tranzistor $f_T = 100$ MHz, înseamnă că tranzistorul poate avea câștigul în tensiune 1 într-o bandă de până la 100 MHz sau câștigul 100 într-o bandă de până la 1 MHz sau orice altă combinație de valori ale câștigului și benzii, al căror produs să fie de 100 MHz.

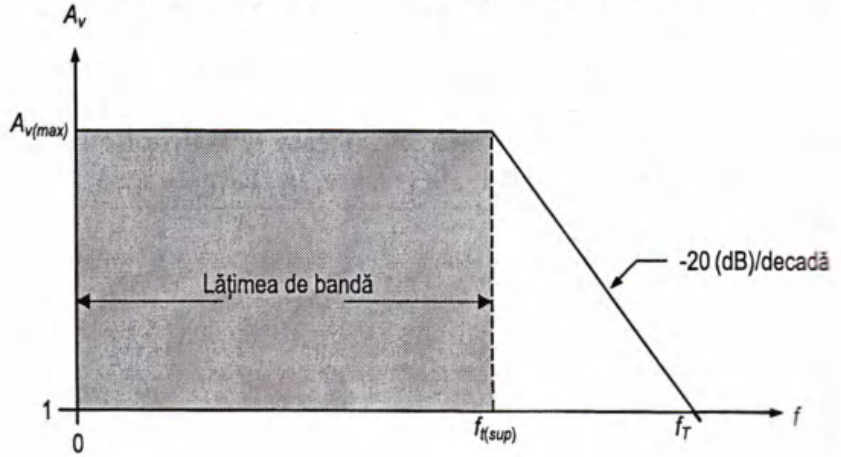


FIGURA 10-36

Curbă de răspuns simplificată, la care s-a neglijat $f_{t(inf)}$ (considerată zero) prin comparație cu $f_{t(sup)}$.

EXEMPLUL 10-12

Un tranzistor are f_T de 175 MHz. Dacă este utilizat într-un amplificator al cărui câștig în tensiune în banda de trecere este de 50, care va fi, teoretic, lățimea de bandă?

Rezolvare

$$f_T = A_{v(max)}B$$

$$B = \frac{f_T}{A_{v(max)}} = \frac{175\,\text{MHz}}{50} = \mathbf{3{,}5\,MHz}$$

Exercițiu complementar Un amplificator are câștigul în tensiune în banda de trecere de 20 și lățimea de bandă de 1 MHz. Ce f_T are tranzistorul cu care este realizat?

Importanța valorii de -3 dB

Frecvențele de tăiere superioară și inferioară sunt numite, uneori, *frecvențe la –3 dB*. La aceste frecvențe, puterea de ieșire a unui amplificator este egală cu jumătate din puterea maximă din banda de trecere, așa cum deja am menționat. Relația poate fi demonstrată în felul următor, pornind de la faptul că tensiunea de ieșire la frecvențele de tăiere este egală cu 0,707 din valoarea ei maximă, din banda de trecere.

$$V_{out(f_t)} = 0{,}707V_{out(max)}$$

$$P_{out(f_t)} = \frac{V^2_{out(f_t)}}{R_{out}} = \frac{(0{,}707V_{out(max)})^2}{R_{out}} = \frac{0{,}5V^2_{out(max)}}{R_{out}} = 0{,}5P_{out(max)}$$

SECȚIUNEA 10-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cât este câștigul în tensiune al unui amplificator, la f_T?
2. Care este lățimea de bandă a unui amplificator, dacă $f_{t(sup)}$ = 25 kHz și $f_{t(inf)}$ = 100 Hz?
3. Un tranzistor are f_T de 130 MHz. Ce câștig în tensiune poate realiza într-o bandă de trecere de 50 MHz?

10-7 RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATOARELOR CU FET

În această secțiune vom examina răspunsul în frecvență al amplificatoarelor realizate cu FET – atât cu MOSFET cu canal inițial, cât și cu JFET. Veți vedea că metoda de abordare este similară cu cea pentru tranzistoarele bipolare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul în frecvență al unui amplificator realizat cu FET

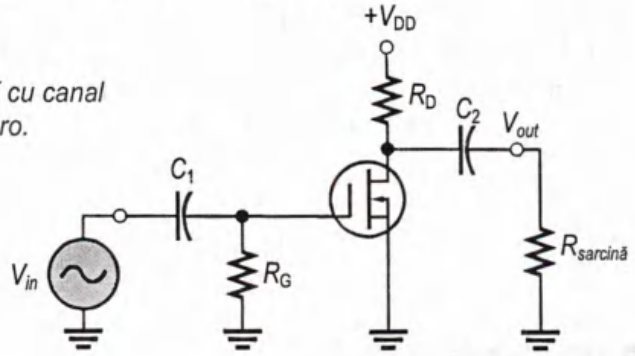
- ▶ Să identificați circuitul *RC* de intrare pentru frecvențe joase
- ▶ Să calculați frecvența de tăiere inferioară și defazajul introdus de circuitul *RC* de intrare
- ▶ Să identificați circuitul *RC* de ieșire pentru frecvențe joase

- ► Să calculați frecvența de tăiere inferioară și defazajul introdus de circuitul *RC* de ieșire
- ► Să determinați valorile capacităților interne ale dispozitivului FET
- ► Să aplicați teorema lui Miller
- ► Să identificați circuitul *RC* de intrare pentru frecvențe înalte
- ► Să calculați frecvența de tăiere superioară și defazajul introdus de circuitul *RC* de intrare
- ► Să identificați circuitul *RC* de ieșire pentru frecvențe înalte
- ► Să calculați frecvența critică superioară și defazajul introdus de circuitul *RC* de ieșire

În fig. 10-37 este prezentat un amplificator realizat cu MOSFET cu canal inițial, polarizat la zero și cu intrarea și ieșirea cuplate capacitiv.

FIGURA 10-37

Amplificator cu MOSFET cu canal inițial, cu polarizare la zero.



Răspunsul la frecvențe joase

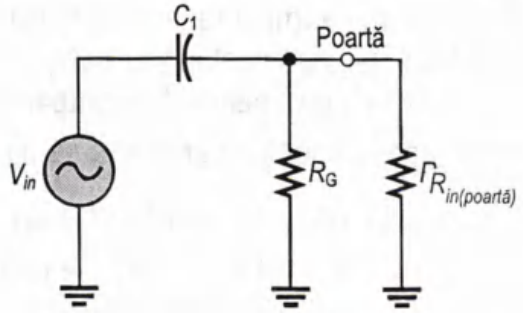
Așa cum ați învățat în capitolul 9, câștigul în tensiune în banda de trecere al unui amplificator cu polarizare la zero este:

$$A_{v(max)} = g_m R_d$$

Acesta este câștigul la frecvențe suficient de mari pentru ca reactanțele capacitive să fie aproximativ egale cu zero. Amplificatorul din fig. 10-37 cuprinde doar două circuite care îi pot influența răspunsul la frecvențe joase. Unul dintre ele este cel format din condensatorul de cuplaj de la intrare, C_1, și din rezistența de intrare, ca în fig. 10-38. Celălalt este format din condensatorul de cuplaj de la ieșire, C_2, și din rezistența de ieșire văzută spre drenă.

FIGURA 10-38

Circuitul RC de intrare al amplificatorului din figura 10-37.



Circuitul RC de intrare la frecvențe joase Ca și în cazul, discutat anterior, al amplificatorului realizat cu tranzistor bipolar, reactanța condensatorului de cuplaj de la intrare

crește pe măsură ce frecvența scade. La $X_{C1} = R_{in}$, câștigul este cu 3 dB mai mic decât în banda de trecere. Frecvența de tăiere inferioară are expresia:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_{in} C_1}$$

Rezistența de intrare este:

$$R_{in} = R_G \| R_{in(poartă)}$$

unde $R_{in(poartă)}$ se deduce folosind datele de catalog, astfel:

$$R_{in(poartă)} = \left| \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \right|$$

Prin urmare, frecvența de tăiere este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi (R_G \| R_{in(poartă)})} \tag{10-18}$$

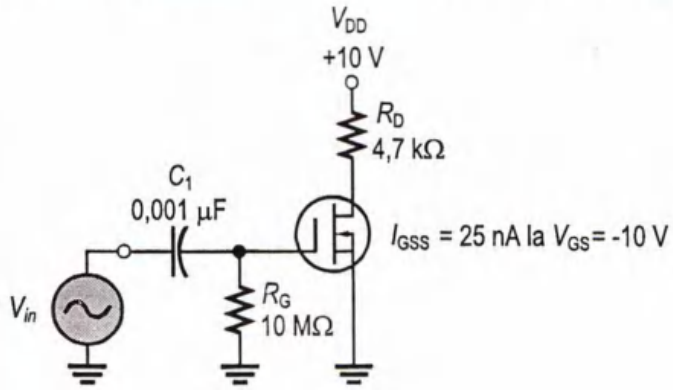
La frecvențe mai mici decât f_t, câștigul cade cu 20 dB/decadă, așa cum am mai arătat. Defazajul introdus la frecvențe joase de circuitul *RC* de intrare este de:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{X_{C1}}{R_{in}}\right) \tag{10-19}$$

EXEMPLUL 10-13

Care este frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare al amplificatorului din fig. 10-39?

FIGURA 10-39



Rezolvare

Întâi se determină R_{in}, apoi se calculează f_t.

$$R_{in(poartă)} = \left| \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \right| = \frac{10\,\text{V}}{25\,\text{nA}} = 400\,\text{MΩ}$$

$$R_{in} = R_G \| R_{in(poartă)} = 10\,\text{MΩ} \| 400\,\text{MΩ} = 9{,}8\,\text{MΩ}$$

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_{in} C_1} = \frac{1}{2\pi (9{,}8\,\text{MΩ})(0{,}001\,\mu\text{F})} = \mathbf{16{,}2\,Hz}$$

Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare al unui amplificator realizat cu FET este, de obicei, foarte joasă, deoarece rezistența de intrare este foarte mare.

Exercițiu complementar Cu cât se modifică frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare dacă tranzistorul din fig. 10-39 se înlocuiește cu unul având I_{GSS} = 10 nA la V_{GS} = –8 V?

Circuitul RC de ieșire la frecvențe joase Al doilea circuit *RC* care influențează răspunsul la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-37 este format din condensatorul de cuplaj C_2 și din rezistența de ieșire privită către drenă, ca în fig. 10-40(a). Se ia în considerație și rezistorul de sarcină, $R_{sarcină}$. Ca și în cazul tranzistorului bipolar, tranzistorul cu efect de câmp este asimilat cu o sursă de curent, iar terminalul de sus al rezistorului R_D se află, practic, la masa de c.a., ca în fig. 10-40(b). Circuitul echivalent Thévenin pentru porțiunea din stânga condensatorului C_2 este prezentat în fig. 10-40(c). Frecvența lui de tăiere este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi(R_D + R_{sarcină})C_2} \tag{10-20}$$

Influența circuitului *RC* de ieșire, la frecvențe joase, asupra câștigului în tensiune al amplificatorului este asemănătoare cu cea a circuitului *RC* de intrare. Circuitul dominant este cel care are cea mai mare frecvență de tăiere, deoarece el determină căderea câștigului la frecvențe mai joase decât cele din banda de trecere. Defazajul introdus, la frecvențe joase, de circuitul *RC* de ieșire are expresia:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{X_{C2}}{R_D + R_{sarcină}}\right) \tag{10-21}$$

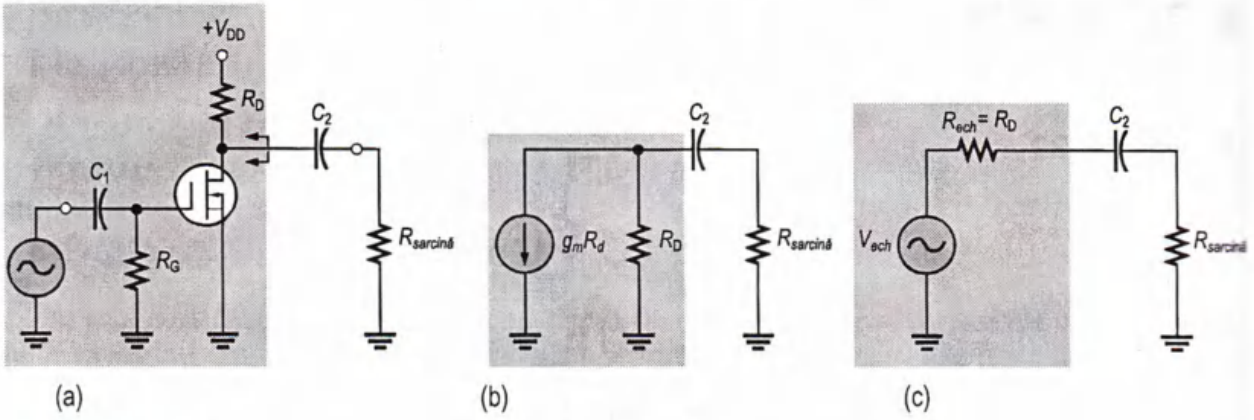


FIGURA 10-40

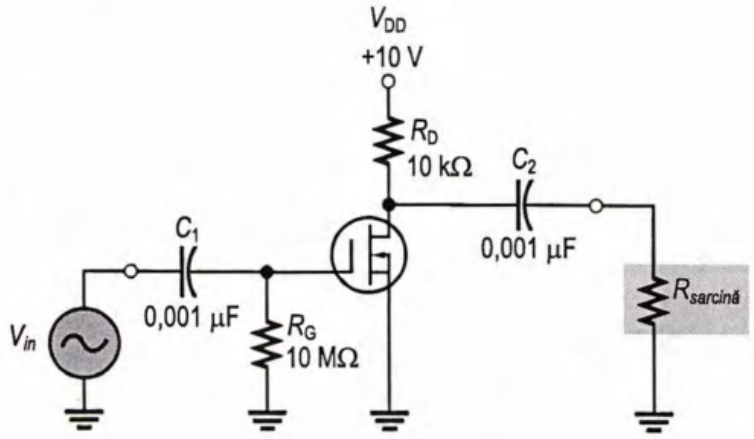
Echivalarea la frecvențe joase a circuitului RC de ieşire.

Și în acest caz, defazajul este de 45° la frecvența de tăiere și tinde spre 90° când frecvența tinde spre zero. Dar la frecvențe superioare celei de tăiere, defazajul scade sub 45° și devine foarte mic pe măsură ce frecvența crește.

EXEMPLUL 10-14

Determinați răspunsul global la frecvențe joase al amplificatorului realizat cu FET, din fig. 10-41. Considerați că sarcina lui este constituită dintr-un alt etaj de amplificare identic, având aceeași R_{in}. Din foaia de catalog, I_{GSS} = 100 nA la V_{GS} = –12 V.

FIGURA 10-41



Rezolvare

Întâi se calculează frecvența de tăiere inferioară a circuitului *RC* de intrare.

$$R_{in(poartă)} = \left|\frac{V_{GS}}{I_{GSS}}\right| = \frac{12\,\text{V}}{100\,\text{nA}} = 120\,\text{MΩ}$$

$$R_{in} = R_G \| R_{in(poartă)} = 10\,\text{MΩ} \| 120\,\text{MΩ} = 9,2\,\text{MΩ}$$

$$f_{t(intrare)} = \frac{1}{2\pi R_{in} C_2} = \frac{1}{2\pi(9,2\,\text{MΩ})(0,001\,\mu\text{F})} = \mathbf{17,3\,Hz}$$

Frecvența de tăiere inferioară a circuitului *RC* de ieșire este:

$$f_{t(ieșire)} = \frac{1}{2\pi(R_D + R_{sarcină})C_2} = \frac{1}{2\pi(9,21\,\text{MΩ})(0,001\,\mu\text{F})} \cong \mathbf{17,3\,Hz}$$

Exercițiu complementar Cum s-ar modifica răspunsul la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-41, dacă acesta ar funcționa cu ieșirea în gol?

Răspunsul la frecvențe înalte

Analiza la frecvențe înalte a amplificatoarelor realizate cu FET se efectuează asemănător cu cazul tranzistoarelor bipolare. Principalele deosebiri constau în modul de specificare în cataloage a capacităților interne ale tranzistoarelor cu efect de câmp și în modul de determinare a rezistenței de intrare.

Pentru analiza la frecvențe înalte am ales ca exemplu amplificatorul realizat cu JFET, cu sursa comună, din fig. 10-42(a). În fig. 10-42(b) este redat circuitul echivalent la frecvențe înalte al aceluiași amplificator. Remarcați că reactanțele condensatoarelor de cuplaj și de decuplare sunt considerate neglijabile, fiind înlocuite prin scurtcircuite. Capacitățile interne C_{gs} și C_{gd} sunt figurate pe schemă întrucât reactanțele lor sunt semnificative la frecvențe înalte.

Valorile capacităților C_{gs}, C_{gd} și C_{ds} În mod normal, în cataloagele de FET nu veți găsi aceste valori. În schimb veți întâlni alți trei parametri, mai ușor de măsurat. Aceștia sunt: capacitatea de intrare, C_{iss}; capacitatea de transfer invers, C_{rss}; capacitatea de ieșire, C_{oss}. Cunoscând metoda utilizată de producători pentru măsurarea acestor parametri, iată relațiile din care puteți afla valorile capacităților, necesare pentru analiză:

$$C_{gd} = C_{rss} \qquad (10\text{-}22)$$

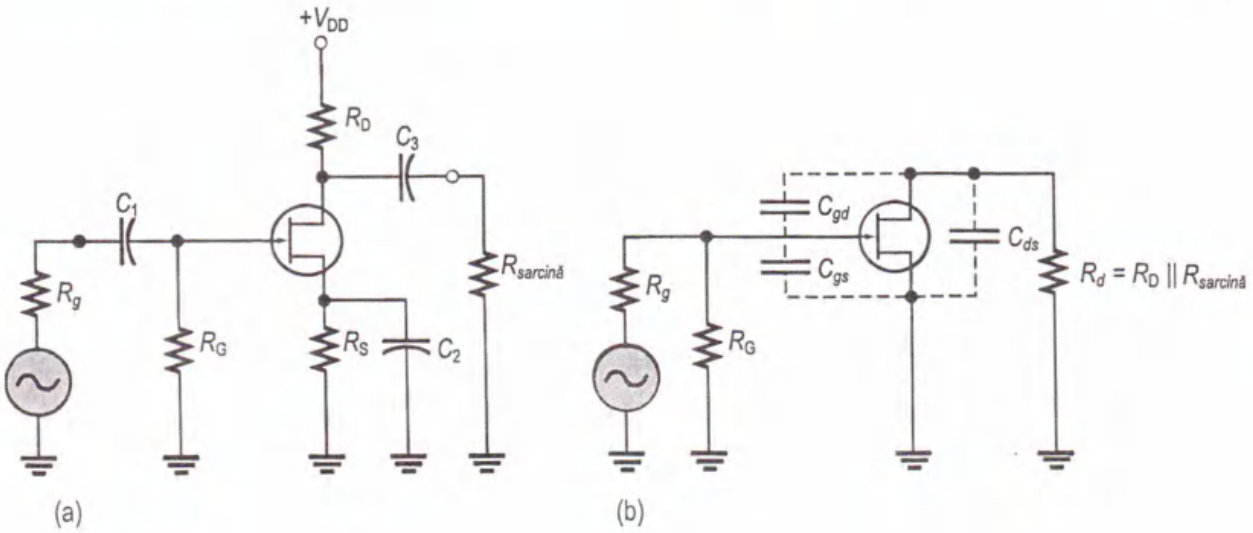


FIGURA 10-42

Amplificator realizat cu JFET şi circuitul său echivalent la frecvențe înalte.

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \tag{10-23}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \tag{10-24}$$

C_{oss} nu este totdeauna specificată. Uneori este notată $C_{d(sub)}$ – capacitatea drenă-substrat. Dacă nu se specifică valoarea C_{oss}, trebuie fie să aproximați C_{ds} conform cunoștințelor dumneavoastră, fie să o neglijați.

EXEMPLUL 10-15

Foaia de catalog pentru JFET 2N3823 menționează C_{iss} = 6 pF și C_{rss} = 2 pF. Aflați C_{gd} și C_{gs}.

Rezolvare

$$C_{gd} = C_{rss} = 2\,\text{pF}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 6\,\text{pF} - 2\,\text{pF} = 4\,\text{pF}$$

Exercițiu complementar Deși în foaia de catalog pentru JFET 2N3823 nu este specificată valoarea C_{oss}, considerați-o ca fiind de 3 pF și calculați C_{ds}.

Aplicarea teoremei lui Miller În analiza la frecvențe înalte a amplificatoarelor realizate cu FET, teorema lui Miller se aplică în același mod ca în cazul amplificatoarelor realizate cu tranzistoare bipolare. În fig. 10-42(b), privind dinspre sursa de semnal, C_{gd} apare reflectată efectiv în capacitatea Miller de intrare, cunoscută din ecuația (10-10), astfel:

$$C_{in(Miller)} = C_{gd}\,(A_v + 1)$$

C_{gs} apare pur și simplu ca o capacitate legată la masă, în paralel cu $C_{in(Miller)}$, ca în fig. 10-43. Privind din exterior către drenă, C_{gd} apare reflectată efectiv în capacitatea Miller de ieșire (conform ecuației (10-11)), între drenă și masă, în paralel cu R_d, ca în fig. 10-43.

$$C_{out(Miller)} = C_{gd}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$

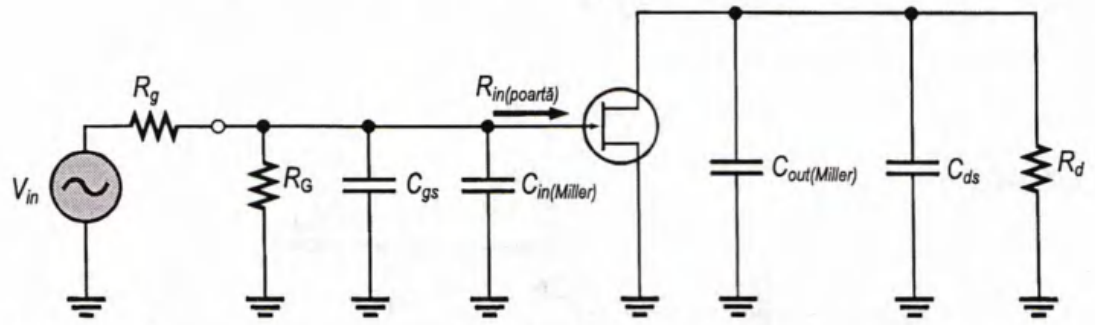


FIGURA 10-43

Circuitul echivalent la frecvențe înalte, după aplicarea teoremei lui Miller.

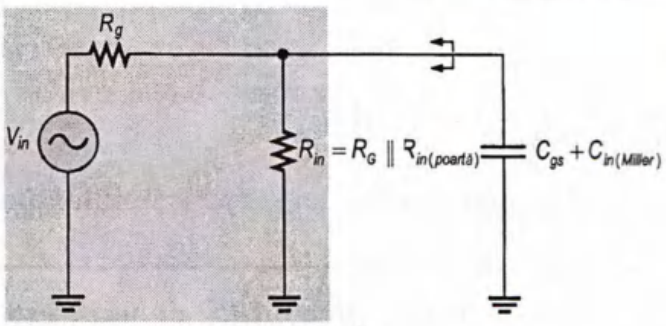
Cele două capacități Miller intră, la frecvențe înalte, în alcătuirea celor două circuite *RC*, unul de intrare și celălalt de ieșire. Acestea sunt niște filtre trece-jos și produc defazarea semnalului de ieșire în urma celui de intrare.

Circuitul RC de intrare la frecvențe înalte La frecvențe înalte, circuitul de intrare constituie un filtru trece-jos, prezentat în fig. 10-44(a). Deoarece atât R_G, cât și rezistența de intrare în poarta tranzistorului sunt foarte mari, rezistența care influențează în cea mai mare măsură circuitul de intrare, atâta timp cât $R_g << R_{in}$, este rezistența sursei de semnal, R_g, din cauză că, după aplicarea teoremei lui Thévenin, ea apare în paralel cu R_{in}. Circuitul *RC* de intrare simplificat este cel din fig. 10-44(b). Frecvența sa de tăiere este:

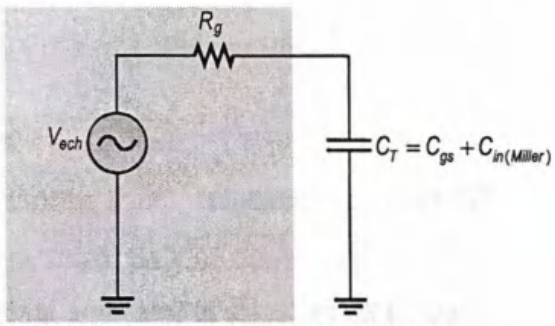
$$f_t = \frac{1}{2\pi R_g C_{tot}} \tag{10-25}$$

unde $C_{tot} = C_{gs} + C_{in(Miller)}$. Defazajul introdus de circuitul *RC* de intrare are expresia:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_g}{X_{C_{tot}}}\right) \tag{10-26}$$



(a) Aplicarea teoremei lui Thévenin



(b) Circuitul echivalent Thévenin de intrare, neglijând R_{in}

FIGURA 10-44

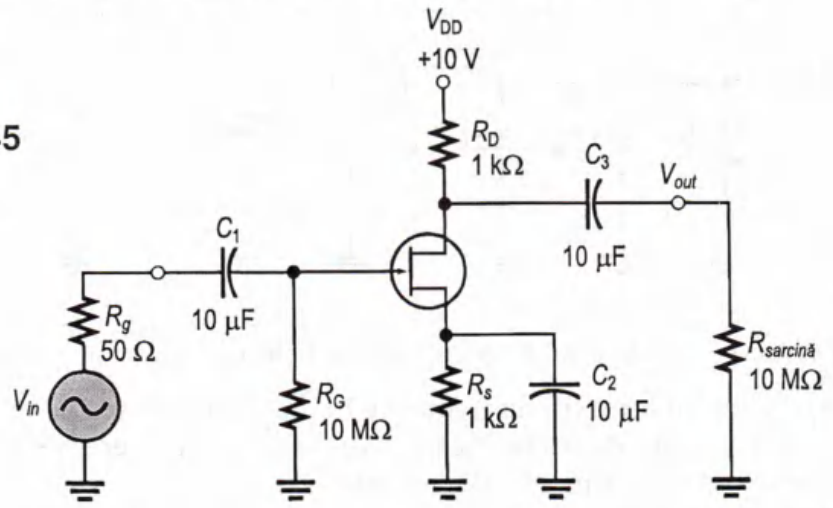
Circuitul RC de intrare la frecvențe înalte.

La frecvențe înalte, circuitul *RC* de intrare reduce câștigul din banda de trecere a amplificatorului cu 3 dB la frecvența de tăiere, iar la frecvențe mai mari decât f_t determină căderea câștigului cu –20 dB/decadă.

EXEMPLUL 10-16

Aflați frecvența de tăiere la frecvențe înalte a circuitului *RC* de intrare al amplificatorului din fig. 10-45. Se cunosc: $C_{iss} = 8$ pF, $C_{rss} = 3$ pF, $g_m = 6500$ μS.

FIGURA 10-45



Rezolvare

Se determină C_{gd} și C_{gs}.

$$C_{gd} = C_{rss} = 3\,\text{pF}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 8\,\text{pF} - 3\,\text{pF} = 5\,\text{pF}$$

Se determină frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare astfel:

$$A_v = g_m R_d = g_m (R_D \| R_{sarcină}) \cong (6500\,\mu\text{S})(1\,\text{k}\Omega) = 6,5$$

$$C_{in(Miller)} = C_{gd}(A_v + 1) = (3\,\text{pF})(7,5) = 22,5\,\text{pF}$$

Capacitatea totală de intrare este:

$$C_{in(tot)} = C_{gs} + C_{in(Miller)} = 5\,\text{pF} + 22,5\,\text{pF} = 27,5\,\text{pF}$$

Frecvența de tăiere este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_g C_{tot}} = \frac{1}{2\pi(50\,\Omega)(27,5\,\text{pF})} = \mathbf{116\,MHz}$$

Exercițiu complementar Dacă se mărește la 10 valoarea câștigului amplificatorului din fig. 10-45, cum se modifică f_t?

Circuitul RC de ieșire la frecvențe înalte La frecvențe înalte, circuitul *RC* de ieșire este format din capacitatea de ieșire Miller și din rezistența de ieșire văzută către drenă, ca în fig. 10-46(a). Ca și în cazul tranzistoarelor bipolare, tranzistorul cu efect de câmp este asimilat cu o sursă de curent. Aplicând teorema lui Thévenin se obține un circuit format din R_D în paralel cu $R_{sarcină}$ și din capacitatea echivalentă de ieșire, calculată astfel:

$$C_{out(Miller)} = C_{gd}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$

Circuitul echivalent de ieșire este prezentat în fig. 10-46(b). Frecvența de tăiere a acestui circuit, care introduce și un defazaj în urma tensiunii de intrare, este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_d C_{out(Miller)}} \tag{10-27}$$

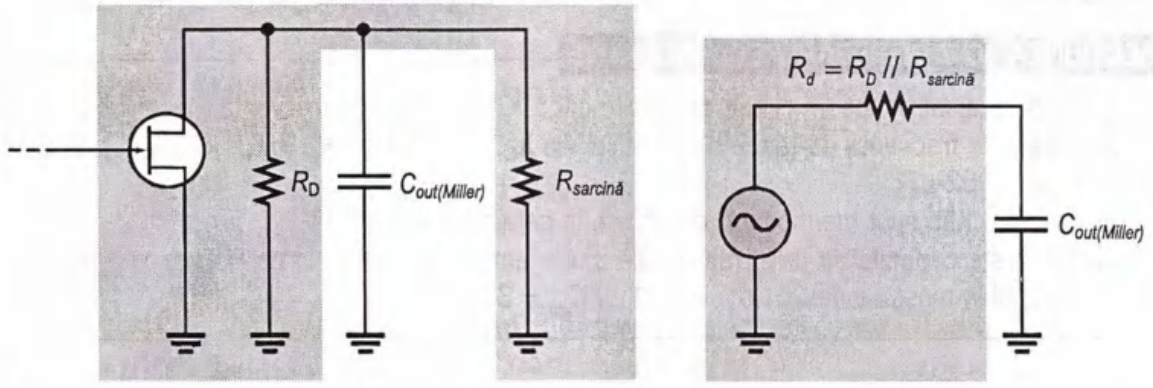


FIGURA 10-46

Circuitul RC de ieşire la frecvenţe înalte.

Defazajul introdus de circuitul de ieșire are expresia:

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_d}{X_{C_{out(Miller)}}}\right) \tag{10-28}$$

EXEMPLUL 10-17

Determinați frecvența de tăiere a circuitului *RC* de ieșire al amplificatorului din fig. 10-45, la frecvențe înalte. Ce defazaj introduce acest circuit la frecvența de tăiere? Care circuit *RC* este cel dominant?

Rezolvare

Întrucât $R_{sarcină}$ este foarte mare în comparație cu R_D, poate fi neglijată, iar rezistența echivalentă de ieșire va fi:

$$R_d \cong R_D = 1\text{k}\Omega$$

Capacitatea echivalentă de ieșire este:

$$C_{out(Miller)} = C_{gd}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) = (3\,\text{pF})\left(\frac{7,5}{6,5}\right) = 3,46\,\text{pF}$$

Prin urmare, frecvența de tăiere va fi de:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_d C_{out(Miller)}} = \frac{1}{2\pi(1\text{k}\Omega)(3,46\,\text{pF})} = \mathbf{46\,MHz}$$

Deși s-au neglijat capacitățile parazite datorate conexiunilor, oricare dintre acestea ar putea influența substanțial răspunsul în frecvență deoarece $C_{out(Miller)}$ este foarte mică.

Defazajul introdus de un circuit *RC* este întotdeauna de **45°** la f_t, tensiunea de ieșire fiind în urma celei de intrare.

În exemplul 10-16, pentru circuitul *RC* de intrare a rezultat, la frecvențe înalte, o frecvență de tăiere de 116 MHz. Prin urmare, frecvența de tăiere a circuitului de ieșire este cea dominantă, fiind cea mai mică.

Exercițiu complementar Dacă A_v al amplificatorului din fig. 10-45 se mărește la 10, cât va fi f_t a circuitului de ieșire?

SECȚIUNEA 10-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce defazaj introduce un circuit de intrare dacă $X_C = 0{,}5R_{in}$ la o frecvență mai mică decât $f_{t(inf)}$?
2. Care este frecvența de tăiere a circuitului din fig. 10-45 dacă R_D = 1,5 kΩ, $R_{sarcină}$ = 5 kΩ și C_3 = 0,002 μF?
3. Ce capacități sunt menționate, de obicei, în cataloagele de FET?
4. Care este capacitatea de intrare totală a unui amplificator realizat cu FET, dacă acesta are câștigul în tensiune de 25, C_{gs} = 4 pF și C_{gd} = 3 pF?

10-8 RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATOARELOR CU MAI MULTE ETAJE

Până acum am studiat variația cu frecvența a câștigului în tensiune al unui singur etaj de amplificare. Dacă se conectează în cascadă două sau mai multe amplificatoare pentru a forma un circuit de amplificare cu mai multe etaje, răspunsul în frecvență global este determinat de răspunsurile în frecvență ale tuturor etajelor, în funcție de relațiile dintre frecvențele lor de tăiere.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje

- ► Să determinați frecvențele de tăiere dominante în cazul în care toate etajele au aceleași frecvențe de tăiere
- ► Să determinați frecvențele de tăiere dominante în cazul în care etajele de amplificare au frecvențe de tăiere diferite
- ► Să determinați lățimea de bandă a unui amplificator cu mai multe etaje

Când mai multe circuite de amplificare se conectează în cascadă, formând un amplificator cu mai multe etaje, răspunsul global în frecvență este determinat de răspunsurile tuturor etajelor. Există două posibilități:

1. Frecvențele de tăiere inferioară și superioară diferă de la un etaj la altul.
2. Toate etajele au aceeași frecvență de tăiere inferioară și aceeași frecvență de tăiere superioară.

Frecvențe de tăiere diferite

Când frecvențele de tăiere inferioare, $f_{t(inf)}$, ale etajelor sunt diferite, frecvența de tăiere inferioară dominantă, $f'_{t(inf)}$, este egală cu frecvența de tăiere a etajului cu cea mai înaltă $f_{t(inf)}$.

Când frecvențele de tăiere superioare, $f_{t(sup)}$, ale etajelor sunt diferite, frecvența de tăiere superioară dominantă, $f'_{t(sup)}$, este egală cu frecvența de tăiere a etajului cu cea mai joasă $f_{t(sup)}$.

Lățimea globală de bandă Lățimea de bandă a unui amplificator cu mai multe etaje este egală cu diferența dintre cele două frecvențe de tăiere dominante – superioară și inferioară.

$$B = f'_{t(sup)} - f'_{t(inf)}$$

EXEMPLUL 10-18

Într-un amplificator cu două etaje, unul dintre etaje are frecvența de tăiere inferioară de 850 Hz și frecvența de tăiere superioară de 100 kHz. Celălalt etaj are frecvența de tăiere inferioară de 1 kHz și frecvența de tăiere superioară de 230 kHz. Determinați lățimea de bandă globală a amplificatorului cu două etaje.

Rezolvare

$$f'_{t(inf)} = 1\,\text{kHz}$$
$$f'_{t(sup)} = 100\,\text{kHz}$$
$$B = f'_{t(sup)} - f'_{t(inf)} = 100\,\text{kHz} - 1\,\text{kHz} = \mathbf{99\,kHz}$$

Exercițiu complementar Un amplificator cu trei etaje are, pentru fiecare etaj, următoarele frecvențe de tăiere: $f_{t(inf)1}$ = 1500 Hz, $f_{t(inf)2}$ = 980 Hz și $f_{t(inf)3}$ = 130 Hz. Care este frecvența de tăiere inferioară dominantă?

Frecvențe de tăiere egale

Atunci când toate etajele unui lanț de amplificare au aceleași frecvențe de tăiere, ați fi tentat să presupuneți că frecvența de tăiere dominantă este egală cu frecvența de tăiere a oricărui etaj. Lucrurile nu stau însă așa.

Dacă frecvențele de tăiere inferioare ale tuturor etajelor unui lanț de amplificare sunt egale, frecvența de tăiere inferioară dominantă este mai mare și se află prin înmulțirea cu $1/\sqrt{2^{1/n}-1}$, ca în formula următoare (n este numărul de etaje ale lanțului de amplificare):

$$f'_{t(inf)} = \frac{f_{t(inf)}}{\sqrt{2^{1/n}-1}} \qquad (10\text{-}29)$$

În cazul în care toate etajele de amplificare au aceeași frecvență de tăiere superioară, dominanta este mai mică și se află prin înmulțirea cu $\sqrt{2^{1/n}-1}$, conform următoarei formule:

$$f'_{t(sup)} = f_{t(sup)}\sqrt{2^{1/n}-1} \qquad (10\text{-}30)$$

Demonstrația acestor formule este destul de complicată și o puteți găsi în anexa B.

EXEMPLUL 10-19

Fiecare dintre cele două etaje ale unui amplificator are frecvența de tăiere inferioară de 500 Hz și frecvența de tăiere superioară de 80 kHz. Determinați lățimea de bandă globală.

Rezolvare

$$f'_{t(inf)} = \frac{f_{t(inf)}}{\sqrt{2^{1/n}-1}} = \frac{500\,\text{Hz}}{\sqrt{2^{0,5}-1}} = \frac{500\,\text{Hz}}{0,644} = 776\,\text{Hz}$$

$$f'_{t(sup)} = f_{t(sup)}\sqrt{2^{1/n}-1} = (80\,\text{kHz})(0,644) = 51,5\,\text{kHz}$$

$$B = f'_{t(sup)} - f'_{t(inf)} = 51,5\,\text{kHz} - 776\,\text{Hz} = \mathbf{50,7\,kHz}$$

Exercițiu complementar Dacă în continuarea lanțului de amplificare din acest exemplu se conectează încă un etaj identic cu celelalte două, care va fi lățimea de bandă globală?

SECȚIUNEA 10-8 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Unul dintre etajele unui amplificator are $f_{t(inf)}$ = 1 kHz, iar celălalt etaj are $f_{t(inf)}$ = 325 Hz. Care este frecvența de tăiere inferioară dominantă?
2. Într-un amplificator cu trei etaje, $f_{t(sup)1}$ = 50 kHz, $f_{t(sup)2}$ = 55 kHz și $f_{t(sup)3}$ = 49 kHz. Care este frecvența de tăiere superioară dominantă?
3. Dacă unui amplificator cu mai multe etaje i se adaugă câteva etaje identice cu primele, lățimea de bandă va crește sau va scădea?

10-9 MĂSURAREA RĂSPUNSULUI ÎN FRECVENȚĂ

În această secțiune vom prezenta două metode de măsurare a răspunsului în frecvență al unui amplificator. Ne vom concentra atenția asupra determinării celor două frecvențe de tăiere dominante. Cunoscându-le, se poate calcula lățimea benzii de trecere.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să măsurați răspunsul în frecvență al unui amplificator

- ▶ Să aflați frecvențele de tăiere ale unui amplificator cu ajutorul măsurătorilor de frecvență și amplitudine
- ▶ Să asociați frecvenței răspunsul la impulsuri
- ▶ Să recunoașteți influența răspunsului în frecvență asupra formei impulsurilor
- ▶ Să determinați frecvențele de tăiere ale unui amplificator prin măsurarea răspunsului la un semnal treaptă.

Măsurarea în frecvență și amplitudine

Figura 10-47(a) prezintă aparatura necesară pentru testarea unei cartele cu un circuit de amplificare. Alăturat este dată schema circuitului. La intrarea amplificatorului este conectată o sursă de tensiune sinusoidală, iar pentru vizualizarea formei de undă la intrare și la ieșire se utilizează un osciloscop cu două canale. Frecvența de intrare este

aleasă în banda de trecere, iar amplitudinea se reglează astfel încât la ieșire să se obțină un nivel de tensiune ales ca referință, ca în fig. 10-47(b). Pentru nivelul de referință al tensiunii de ieșire în banda de trecere trebuie alese valori convenabile în domeniul de funcționare liniară a amplificatorului, de exemplu 100 mV, 1 V, 10 V ș.a.m.d. În cazul de față, fixați valoarea de vârf a semnalului de ieșire la 1 V.

În continuare, se micșorează frecvența semnalului de intrare până când valoarea de vârf a semnalului de ieșire scade la 0,707 V. În timp ce se variază frecvența semnalului de intrare, amplitudinea lui trebuie menținută constantă. Uneori sunt necesare reglaje suplimentare din cauza variației cu frecvența a sarcinii văzute de sursa de semnal. Când la ieșire se obțin 0,707 V, se măsoară frecvența și valoarea găsită este tocmai $f_{t(inf)}$, ca în fig. 10-47(c).

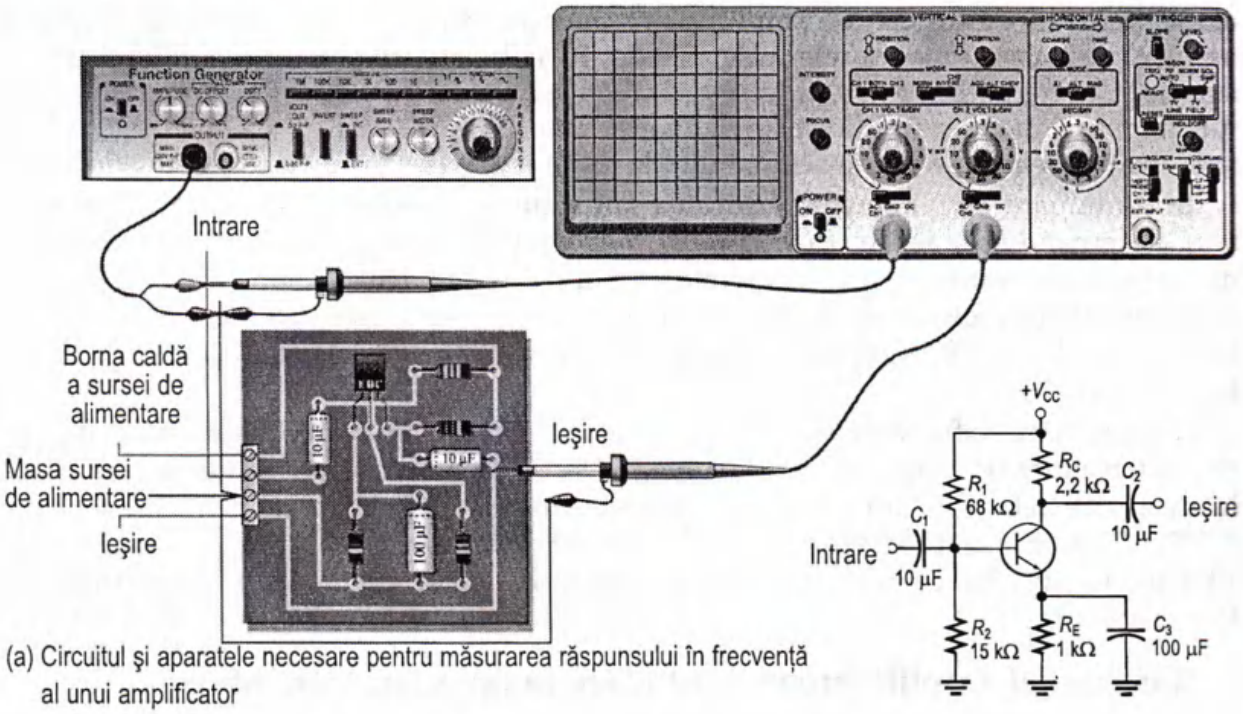
Apoi se mărește frecvența semnalului de intrare până când se depășește banda de trecere și tensiunea de ieșire cade iarăși la 0,707 V. Și de data aceasta, amplitudinea semnalului de intrare trebuie menținută constantă când se mărește frecvența. Când la ieșire se obțin 0,707 V, se măsoară frecvența, valoarea găsită reprezentând $f_{t(sup)}$, ca în fig. 10-47(d). Cunoscând cele două valori ale frecvenței se poate calcula lățimea de bandă din formula $B = f_{t(sup)} - f_{t(inf)}$.

Răspunsul amplificatoarelor liniare la impulsuri de intrare

Așa cum știți, semnalele în impulsuri conțin **armonice**, fiind constituite dintr-un amestec de frecvențe cu valori începând de la c.c. (0 Hz) și până la frecvențe foarte înalte. Porțiunile orizontale ale impulsurilor (palierele) reprezintă tensiuni constante, invariabile pe durata impulsurilor și între acestea, constituind componenta continuă a formei de undă. Pe fronturile ascendente și descendente ale impulsurilor, variația tensiunii se face rapid, ceea ce generează componentele de frecvențe înalte. Un impuls este constituit din două salturi de tensiune, numite **fronturi**: unul ascendent (în urcare), când tensiunea trece de la valoarea minimă la cea maximă, și unul descendent (coborâtor), când tensiunea cade de la valoarea maximă la cea minimă. Dacă la intrarea unui amplificator se aplică un semnal de intrare în impulsuri, practic se aplică o tensiune continuă însoțită de tensiunile armonicelor care alcătuiesc impulsurile. Să presupunem că lățimea de bandă a unui amplificator s-ar întinde de la c.c. (0 Hz) până la frecvențe infinit înalte. În acest caz, semnalul obținut la ieșirea amplificatorului ar avea aceeași formă ca semnalul de intrare (fiind, totodată, amplificat), cum se observă în fig. 10-48(a), deoarece toate frecvențele ce constituie semnalul de intrare ar ajunge la ieșire.

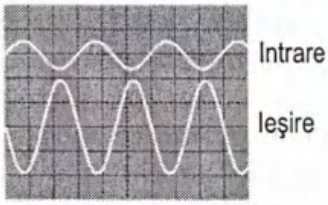
În realitate însă, amplificatoarele nu pot avea banda de trecere infinită, iar limitările impuse de răspunsul în frecvență modifică forma impulsurilor la ieșire, cum veți vedea în continuare.

Influența răspunsului la frecvențe joase asupra formei impulsurilor Dacă la intrarea unui amplificator neinversor, cu cuplaj capacitiv, a cărui bandă de trecere nu se extinde până la 0 Hz, se aplică un semnal în impulsuri, palierele impulsurilor vor fi deformate ca în fig. 10-48(b). Pentru moment vom neglija limitările datorate răspunsului la frecvențe înalte. Deformarea palierelor este efectul condensatoarelor de cuplaj din amplificator. Să examinăm circuitul *RC* de intrare. Condensatorul de cuplaj de la intrare și rezistența de intrare formează un circuit de derivare. Constanta lui de timp determină rapiditatea cu care condensatorul se încarcă și se descarcă la aplicarea la intrare a unui impuls, iar palierul impulsului se deformează sub acțiunea acestui circuit. Palierul ia, de fapt, forma unei curbe exponențiale. Condensatorul de cuplaj determină frecvența de la care deformarea devine sesizabilă.



(a) Circuitul şi aparatele necesare pentru măsurarea răspunsului în frecvență al unui amplificator

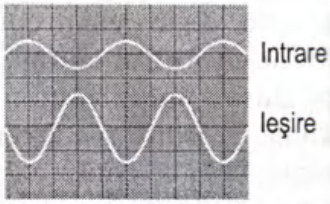
Reglarea frecvenței de intrare de la generatorul de funcții



Tensiunile de intrare şi de ieşire ale amplificatorului
50 µs/DIV
Intrare: 50 mV/DIV
Ieşire: 0,5 V/DIV

(b) Frecvența se fixează la o valoare din banda de trecere (6,67 kHz, în acest caz). Tensiunea de intrare se reglează astfel încât la ieşire să se obțină o valoare de vârf de 1 V.

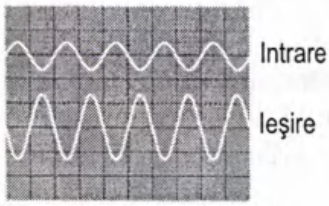
Reglarea frecvenței de intrare de la generatorul de funcții



Tensiunile de intrare şi de ieşire ale amplificatorului
2 ms/DIV
Intrare: 50 mV/DIV
Ieşire: 0,5 V/DIV

(c) Frecvența se micşorează până când la ieşire se obține un vârf de 0,707 V. Aceasta este frecvența de tăiere inferioară.

Reglarea frecvenței de intrare de la generatorul de funcții



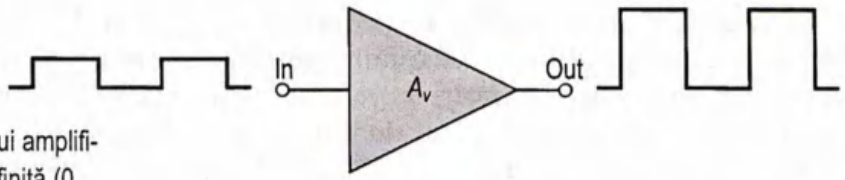
Tensiunile de intrare şi de ieşire ale amplificatorului
1 µs/DIV
Intrare: 50 mV/DIV
Ieşire: 0,5 V/DIV

(d) Frecvența se măreşte până când la ieşire se obține iarăşi un vârf de 0,707 V. Aceasta este frecvența de tăiere superioară.

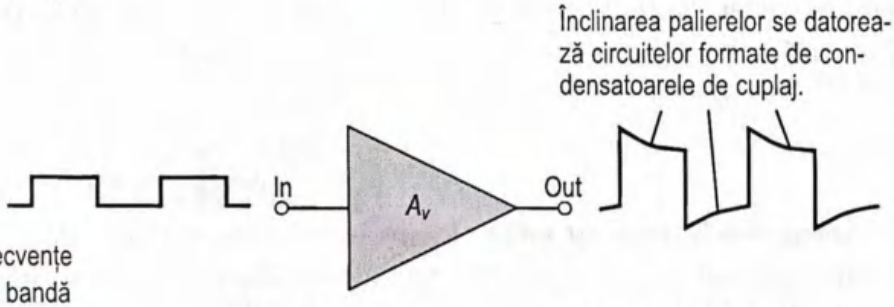
FIGURA 10-47
Principiul de măsurare a răspunsului în frecvență al unui amplificator.

Influența răspunsului la frecvențe înalte asupra formei impulsurilor La frecvențe înalte, fronturile ascendente și descendente ale impulsurilor se deformează ca în fig. 10-48(c). Pentru a studia acest efect considerăm că răspunsul la frecvențe joase se extinde până la 0 Hz. Rotunjirea fronturilor impulsurilor este urmarea încărcării și descărcării capacităților interne de intrare și ieșire, care au o influență semnificativă numai la frecvențe înalte. Aceste capacități formează, împreună cu rezistențele adiacente, niște circuite de integrare. Valoarea capacităților determină frecvența de la care rotunjirea fronturilor devine sesizabilă.

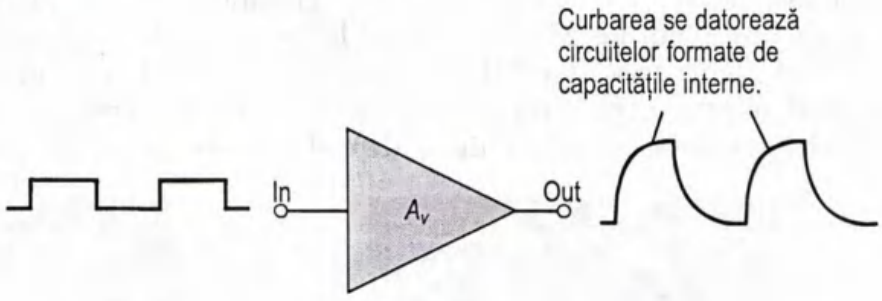
Din combinarea deformării palierelor și a rotunjirii fronturilor datorită răspunsurilor la frecvențe joase și la frecvențe înalte ale amplificatorului rezultă forma de undă din fig. 10-48(d).



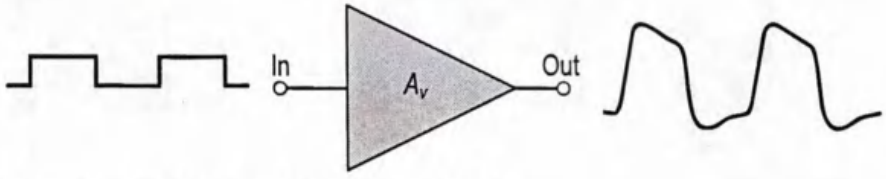
(a) Răspunsul la impulsuri al unui amplificator cu bandă de trecere infinită (0 Hz - infinit)



(b) Răspunsul la impulsuri, la frecvențe joase, al unui amplificator cu bandă de trecere limitată



(c) Răspunsul la impulsuri, la frecvențe înalte, al unui amplificator cu bandă de trecere limitată



(d) Răspunsul global la impulsuri al unui amplificator cu bandă de trecere limitată

FIGURA 10-48

Ilustrarea răspunsului unui amplificator liniar la un semnal de intrare în impulsuri.

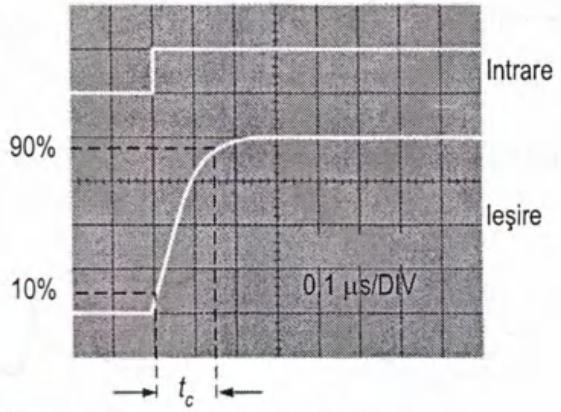
Măsurarea răspunsului la semnalul treaptă

Frecvențele de tăiere inferioară și superioară ale unui amplificator pot fi determinate și prin *metoda răspunsului la semnalul treaptă*, aplicând la intrarea amplificatorului o treaptă de tensiune și măsurând timpii de creștere și de scădere a tensiunii obținute la ieșire. Aparatura necesară este tot cea prezentată în fig. 10-47(a), însă de data aceasta se folosește ieșirea în impulsuri a generatorului de funcții. Semnalul treaptă de intrare este constituit din frontul ascendent și din palierul unui impuls cu o durată mult mai mare decât timpii de creștere și de scădere ce urmează a fi măsurați.

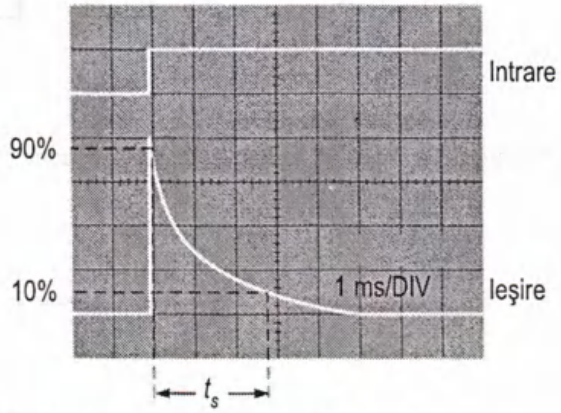
Măsurarea la frecvențe înalte La aplicarea unui semnal treaptă, circuitele *RC* ale amplificatorului semnificative la frecvențe înalte (capacitățile interne) împiedică apariția, la ieșire, a unui răspuns imediat. În consecință, tensiunea de ieșire prezintă un timp de creștere (t_c), ca în fig. 10-49(a). De fapt, timpul de creștere este invers proporțional cu frecvența de tăiere superioară ($f_{t(sup)}$) a amplificatorului. Cu cât $f_{t(sup)}$ este mai joasă, cu atât timpul de creștere al tensiunii de ieșire este mai mare. Pe ecranul osciloscopului se observă modul în care se măsoară timpul de creștere, între 10% și 90% din valoarea amplitudinii. Baza de timp a osciloscopului trebuie fixată la o scară mică, pentru a se putea măsura cu precizie timpul – relativ mic – de creștere. După efectuarea măsurării descrise, $f_{t(sup)}$ se poate calcula din formula:

$$f_{t(sup)} = \frac{0,35}{t_c} \tag{10-31}$$

Măsurarea la frecvențe joase Pentru a determina frecvența de tăiere inferioară ($f_{t(inf)}$), treapta aplicată la intrare trebuie să aibă o durată suficient de mare pentru ca întreaga perioadă de încărcare a circuitelor *RC* semnificative la frecvențe joase (capacitățile de cuplaj), care deformează semnalul de ieșire, să poată fi vizualizată; vom numi această perioadă „timp de scădere" (t_s). Formele de undă sunt prezentate în fig. 10-49(b). Timpul de scădere este invers proporțional cu frecvența de tăiere inferioară a amplificatorului. Dacă $f_{t(inf)}$ se mărește, timpul de scădere al tensiunii de la ieșire se micșorează.



(a) Măsurarea timpului de creştere a tensiunii de ieşire pentru determinarea frecvenței de tăiere superioare



(b) Măsurarea timpului de scădere a tensiunii de ieşire pentru determinarea frecvenței de tăiere inferioare

FIGURA 10-49

Măsurarea timpilor de creştere şi de scădere caracteristici răspunsului amplificatorului la semnalul treaptă. Ieşirile sunt inversate.

Pe ecranul osciloscopului se observă modul în care se măsoară timpul de scădere, între 90% și 10% din valoarea amplitudinii. Baza de timp a osciloscopului trebuie fixată la o scară mare, pentru a se putea vizualiza întregul interval de cădere. După efectuarea măsurării descrise, $f_{t(inf)}$ se poate calcula din formula de mai jos. Deducerea formulelor (10-31) și (10-32) se găsește în anexa B.

$$f_{t(inf)} = \frac{0,35}{t_s} \tag{10-32}$$

SECȚIUNEA 10-9 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt frecvențele de tăiere inferioară și superioară ale amplificatorului din fig. 10-47?
2. Care sunt cele două puncte între care se măsoară timpii de creștere și de scădere a tensiunii tranzitorii de ieșire a unui amplificator?
3. Care este timpul de creștere din fig. 10-49?
4. Care este timpul de scădere din fig. 10-49?
5. Care este lățimea benzii de trecere a amplificatorului asupra căruia s-a efectuat măsurarea răspunsului la semnalul treaptă ca în fig. 10-49?

10-10 APLICAȚIE PRACTICĂ

O nouă cartelă conținând circuitul unui amplificator audio este pregătită să intre în producție, fiind destinată unui sistem de interfon pe care compania la care lucrați dorește să-l comercializeze. Șeful dumneavoastră v-a înmânat o asemenea cartelă, fără nici o documentație, și v-a cerut să o verificați din punctul de vedere al răspunsului în frecvență. Pentru a vă achita de această îndatorire va trebui să aplicați cunoștințele pe care le-ați acumulat din capitolul de față.

Schema

Cartela cu circuitul amplificatorului este cea din fig. 10-50. Desenați schema circuitului și notați pe ea toate valorile componentelor.

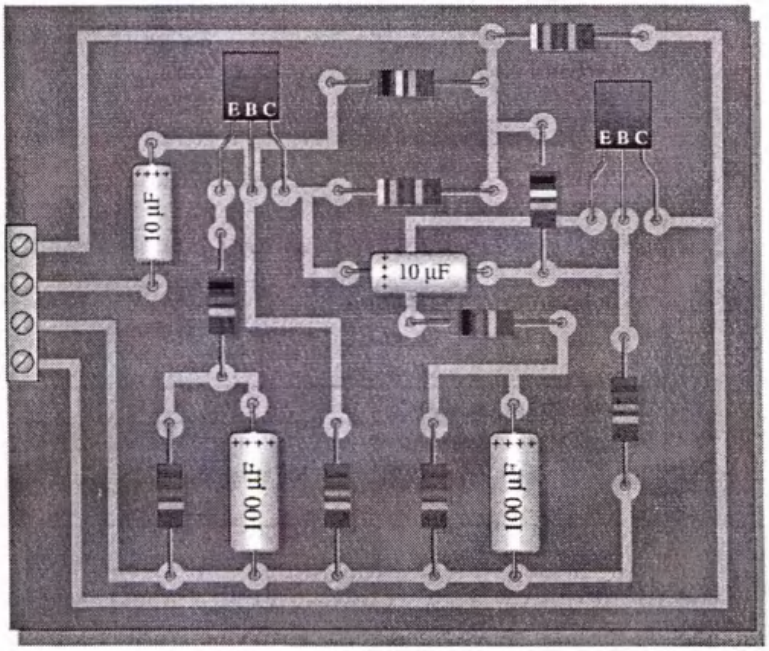


FIGURA 10-50

Cartela cu circuitul amplificatorului. Ambele tranzistoare sunt de tipul 2N3904.

Analiza circuitului de amplificare

Când este necesar, consultați fragmentul de foaie de catalog din fig. 10-51. V_{CC} = 12 V. La ieșire conectați un rezistor de sarcină de 10 kΩ.

- Determinați frecvența de tăiere inferioară a primului etaj.
- Determinați frecvența de tăiere superioară a primului etaj.
- Determinați frecvența de tăiere inferioară a celui de-al doilea etaj.

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Max.	Unit.
Capacitatea de ieșire (V_{CB} = 5,0 V c.c., I_E = 0, f = 1,0 MHz)		C_{obo}	–	4,0	pF
Capacitatea de intrare (V_{BE} = 0,5 V c.c., I_C = 0, f = 1,0 MHz)		C_{ibo}	–	8,0	pF
Impedanța de intrare		h_{ie}			kΩ
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N3903		1,0	8,0	
	2N3904		1,0	10	
Factorul de reacție în tensiune		h_{re}			$\times 10^{-4}$
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N3903		0,1	5,0	
	2N3904		0,5	8,0	
Câștigul în curent la semnal mic		h_{fe}			–
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N3903		50	200	
	2N3904		100	400	
Admitanța de ieșire (I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)		h_{oe}	1,0	40	$\mu\Omega^{-1}$ sau μS
Factorul de zgomot		F			dB
(I_C = 100 μA c.c., V_{CE} = 5,0 V c.c., R_S = 1,0 kΩ, f = 1,0 kHz)	2N3903		–	6,0	
	2N3904		–	5,0	
Câștigul în c.c .		h_{FE}			–
(I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 1,0 Vc.c.)	2N3903		20	–	
	2N3904		40	–	
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 1,0 Vc.c.)	2N3903		35	–	
	2N3904		70	–	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 1,0 Vc.c.)	2N3903		50	150	
	2N3904		100	300	
(I_C = 50 mA c.c., V_{CE} = 1,0 Vc.c.)	2N3903		30	–	
	2N3904		60	–	
(I_C = 100 mAc.c., V_{CE} = 1,0 Vc.c.)	2N3903		15	–	
	2N3904		30	–	
Tensiunea de saturație colector-emitor		$V_{CE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.)			–	0,2	
(I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)			–	0,3	
Tensiunea de saturație bază-emitor		$V_{BE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 10 m Ac.c., I_B = 1,0 mA c.c.)			0,65	0,85	
(I_C = 50 m Ac.c., I_B = 5,0 mA c.c.)			–	0,95	
Caracteristici de semnal mic					
Produsul câștig în curent-bandă		f_T			MHz
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 20 V c.c., f = 100 MHz)	2N3903		250	–	
	2N3904		300	–	

FIGURA 10-51

Fragment de foaie de catalog pentru tranzistoarele 2N3903 și 2N3904.

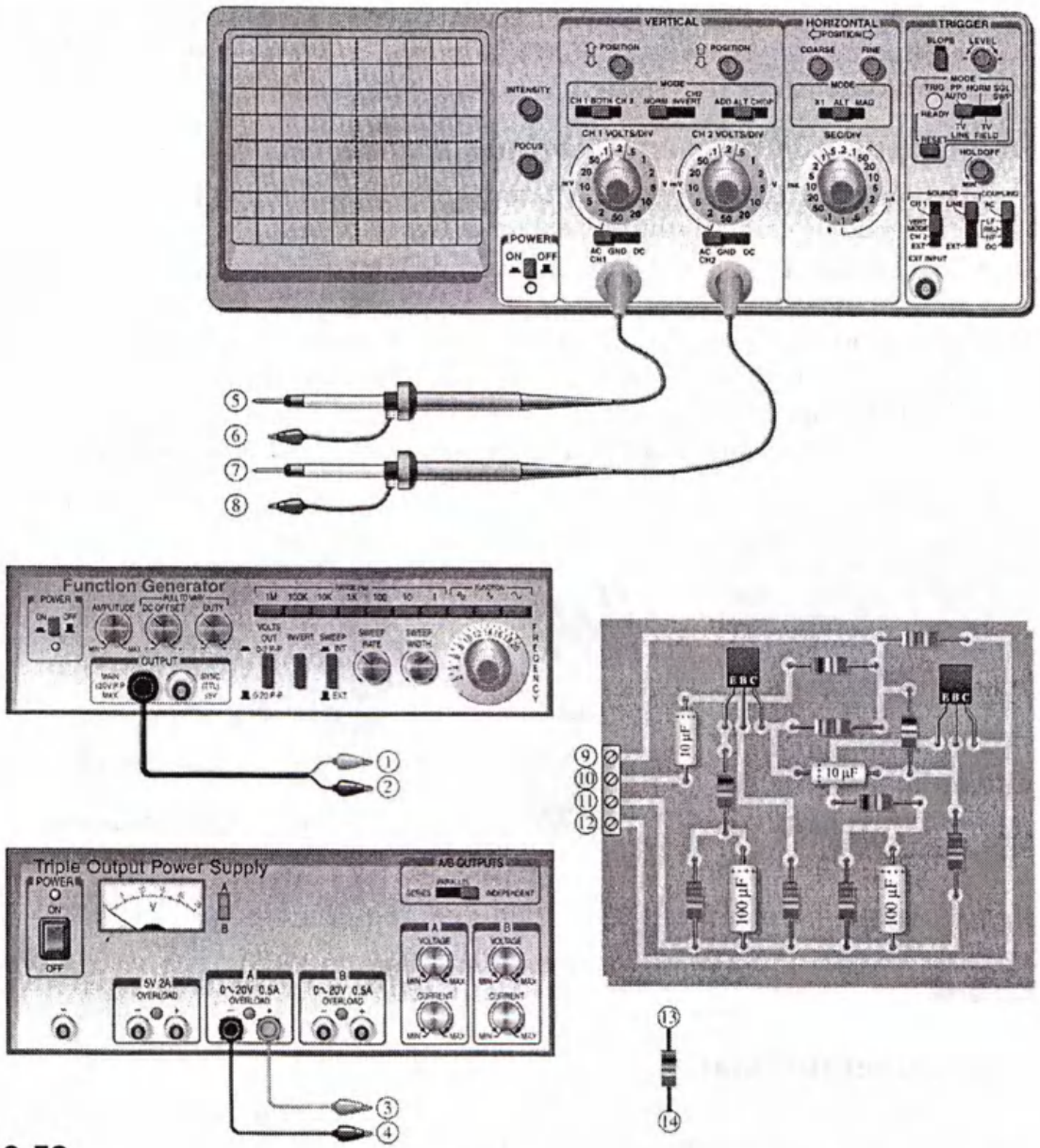


FIGURA 10-52

Bancul de testare pentru măsurarea cartelei cu circuitul de amplificare, în vederea determinării răspunsului în frecvență.

- Determinați frecvența de tăiere superioară a celui de-al doilea etaj.
- Calculați frecvența de tăiere inferioară dominantă.
- Calculați frecvența de tăiere superioară dominantă.
- Calculați lățimea de bandă globală.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se efectueze măsurarea răspunsului în frecvență al amplificatorului realizat pe cartelă.
- Indicați între ce puncte trebuie realizate conexiuni pentru măsură folosindu-vă de cerculețele numerotate înscrise pe cartela de circuit și pe instrumentele de măsură din fig. 10-52.

- Precizați valorile de tensiune și frecvență pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate când tensiunea aplicată la intrare este astfel reglată încât la ieșire să se obțină o tensiune de vârf de 1 V, în banda de trecere.

Răspunsul în frecvență obținut în urma testării

Măsurătorile efectuate pentru determinarea răspunsului în frecvență al circuitului de amplificare de pe cartelă sunt prezentate în fig. 10-53.

- Se consideră că amplitudinea tensiunii de intrare se menține constantă în tot domeniul de frecvențe.
- Se consideră că răspunsul în frecvență al osciloscopului nu este de natură să micșoreze precizia de măsurare a semnalelor cu frecvențe cu mult peste frecvența de tăiere superioară.
- Pe imaginile ecranului osciloscopului trebuie înscrisă corect etalonarea în SEC/DIV.

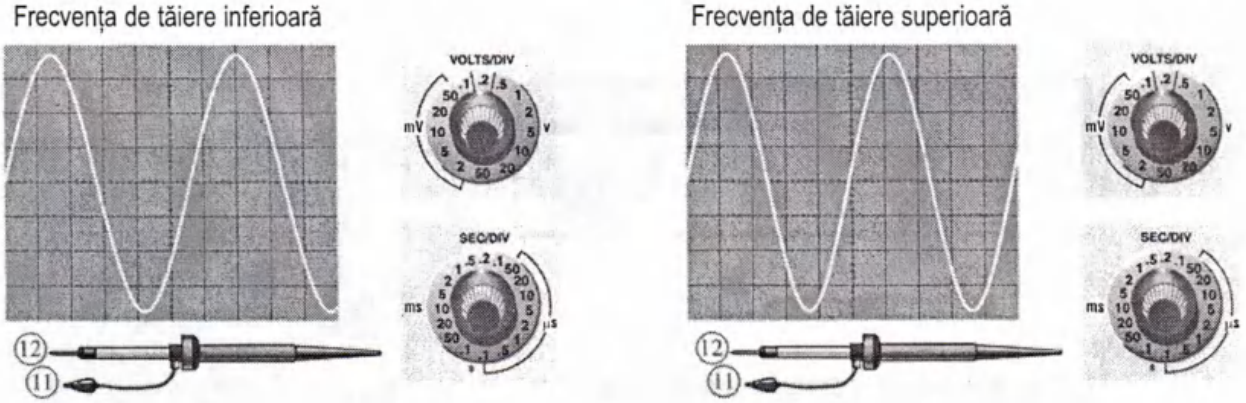


FIGURA 10-53

Măsurători efectuate asupra cartelei cu circuitul de amplificare în vederea determinării răspunsului în frecvență.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul amplificatorului, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. O descriere a circuitului.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitului.
3. Lista caracteristicilor, din care nu trebuie să lipsească valoarea câștigului, frecvențele de tăiere și lățimea benzii de trecere.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Condensatoarele de cuplaj și de decuplare determină răspunsul la frecvențe joase al amplificatoarelor.

■ Capacitățile interne ale tranzistorului determină răspunsul la frecvențe înalte.

■ Frecvențele de tăiere sunt acele valori ale frecvenței la care câștigul în tensiune este redus de circuitele *RC* la 70,7% din valoarea lui maximă, din banda de trecere.

■ Fiecare circuit *RC* produce o cădere a câștigului cu o pantă de 20 dB/decadă.

■ Pentru circuitele *RC* cu acțiune semnificativă la frecvențe joase, frecvența de tăiere dominantă este *cea mai înaltă* frecvență de tăiere.

■ Pentru circuitele *RC* cu acțiune semnificativă la frecvențe înalte, frecvența de tăiere dominantă este *cea mai joasă* frecvență de tăiere.

■ În frecvență, o decadă reprezintă o variație cu factorul 10 (creștere sau scădere de 10 ori).

■ În frecvență, o octavă reprezintă o variație cu factorul doi (creștere sau scădere de 2 ori).

■ Lățimea de bandă a unui amplificator reprezintă domeniul de frecvențe dintre cele două frecvențe de tăiere – inferioară și superioară.

■ Produsul câștig-bandă este un parametru al tranzistoarelor caracterizat prin faptul că este constant și egal cu frecvența corespunzătoare câștigului unitar.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Armonice Frecvențe ce intră în alcătuirea unei forme de undă complexe, valorile lor fiind multipli ai frecvenței fundamentale.

Bandă de trecere Domeniu de frecvențe cuprins între frecvențele de tăiere inferioară și superioară ale unui amplificator.

Cădere Micșorarea câștigului unui amplificator în afara benzii de trecere, începând de la frecvențele de tăiere.

Decadă O creștere sau o scădere de zece ori a valorii unei mărimi ca, de exemplu, frecvența.

Diagramă Bode Reprezentare grafică a dependenței teoretice a câștigului în dB de frecvență, care ilustrează răspunsul în frecvență al amplificatoarelor și al filtrelor.

Frecvență critică O altă denumire a frecvenței de tăiere.

Frecvență de tăiere Frecvența la care răspunsul unui amplificator sau al unui filtru este cu 3 dB mai mic decât valoarea sa maximă din banda de trecere.

Lățime de bandă Caracteristică a unor tipuri de circuite electronice care definește domeniul de lucru în ceea ce privește frecvențele admise să străbată un astfel de circuit de la intrare la ieșire.

Octavă O creștere sau o scădere de două ori a valorii unei mărimi ca, de exemplu, frecvența.

Produs câștig-bandă Caracteristică a amplificatoarelor, produsul dintre câștig și lățimea benzii de trecere fiind întotdeauna constant.

Semnal treaptă Tranziție rapidă a tensiunii între două niveluri.

■ FORMULE DE BAZĂ

Decibelul

(10-1) $A_{p(\mathrm{dB})} = 10 \log A_p$ — Câștigul în putere în decibeli

(10-2) $A_{v(\mathrm{dB})} = 20 \log A_v$ — Câștigul în tensiune în decibeli

Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe joase

(10-3) $A_{v(max)} = \dfrac{R_c}{r'_e}$ — Câștigul în tensiune în banda de trecere (cu tranzistoare bipolare)

(10-4) $f_t = \dfrac{1}{2\pi R_{in} C_1}$ — Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare

(10-5) $\theta = \mathrm{arctg}\left(\dfrac{X_{C1}}{R_{in}}\right)$ — Defazajul circuitului *RC* de intrare

(10-6) $f_t = \dfrac{1}{2\pi (R_C + R_S) C_3}$ — Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de ieșire

(10-7) $\theta = \mathrm{arctg}\left(\dfrac{X_{C3}}{R_C + R_S}\right)$ — Defazajul circuitului *RC* de ieșire

(10-8) $R_{in(emitor)} = \dfrac{R_{ech}}{\beta_{c.a.}} + r'_e$ — Rezistența privită din exterior către emitor

(10-9) $f_t = \dfrac{1}{2\pi \left[(r'_e + R_{ech} / \beta_{c.a.}) \| R_E\right] C_2}$ — Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de decuplare

Teorema lui Miller

(10-10) $C_{in(Miller)} = C(A_v + 1)$ — Capacitatea Miller de intrare, cu $C = C_{bc}$ sau C_{gd}

(10-11) $C_{out(Miller)} = C\left(\dfrac{A_v + 1}{A_v}\right)$ — Capacitatea Miller de ieșire, cu $C = C_{bc}$ sau C_{gd}

Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe înalte

(10-12) $f_t = \dfrac{1}{2\pi (R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e) C_{tot}}$ — Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare

(10-13) $\theta = \mathrm{arctg}\left(\dfrac{R_g \| R_1 \| R_2 \| \beta_{c.a.} r'_e}{X_{C_{tot}}}\right)$ — Defazajul circuitului *RC* de intrare

(10-14) $f_t = \dfrac{1}{2\pi R_c C_{out(Miller)}}$ — Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de ieșire

(10-15) $\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_c}{X_{C_{out(Miller)}}}\right)$ Defazajul circuitului *RC* de ieșire

Răspunsul global

(10-16) $B = f_{t(sup)} - f_{t(inf)}$ Lățimea de bandă

(10-17) $f_T = A_{v(max)}B$ Produsul câștig-bandă

Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu FET

(10-18) $f_t = \frac{1}{2\pi(R_G \| R_{in(poartă)})C_1}$ Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare

(10-19) $\theta = \text{arctg}\left(\frac{X_{C1}}{R_{in}}\right)$ Defazajul circuitului *RC* de intrare

(10-20) $f_t = \frac{1}{2\pi(R_D + R_{sarcină})C_2}$ Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de ieșire

(10-21) $\theta = \text{arctg}\left(\frac{X_{C2}}{R_D + R_{sarcină}}\right)$ Defazajul circuitului *RC* de ieșire

(10-22) $C_{gd} = C_{rss}$ Capacitatea poartă-drenă

(10-23) $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$ Capacitatea poartă-sursă

(10-24) $C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$ Capacitatea drenă-sursă

(10-25) $f_t = \frac{1}{2\pi R_g C_{tot}}$ Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de intrare

(10-26) $\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_g}{X_{C_{tot}}}\right)$ Defazajul circuitului *RC* de intrare

(10-27) $f_t = \frac{1}{2\pi R_d C_{out(Miller)}}$ Frecvența de tăiere a circuitului *RC* de ieșire

(10-28) $\theta = \text{arctg}\left(\frac{R_d}{X_{C_{out(Miller)}}}\right)$ Defazajul circuitului *RC* de ieșire

Răspunsul amplificatoarelor cu mai multe etaje

(10-29) $f'_{t(inf)} = \frac{f_{t(inf)}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$ Frecvența de tăiere inferioară la frecvențe de tăiere egale ale tuturor etajelor

(10-30) $f'_{t(sup)} = f_{t(sup)}\sqrt{2^{1/n} - 1}$ Frecvența de tăiere superioară la frecvențe de tăiere egale ale tuturor etajelor

Tehnici de măsurare

(10-31) $f_{t(sup)} = \dfrac{0,35}{t_c}$ Frecvența de tăiere superioară

(10-32) $f_{t(inf)} = \dfrac{0,35}{t_s}$ Frecvența de tăiere inferioară

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Răspunsul la frecvențe joase al unui amplificator este determinat parțial de:
   (a) câștigul în tensiune (b) tipul de tranzistor
   (c) tensiunea de alimentare (d) condensatoarele de cuplaj
2. Răspunsul la frecvențe înalte al unui amplificator este determinat parțial de:
   (a) produsul câștig-bandă (b) condensatorul de decuplare
   (c) capacitățile interne ale tranzistorului (d) panta de cădere a câștigului
3. Lățimea de bandă a unui amplificator este determinată de:
   (a) câștigul în banda de trecere (b) frecvențele de tăiere
   (c) panta de cădere a câștigului (d) capacitatea de intrare
4. Câștigul unui amplificator scade cu 6 dB când frecvența scade de la 1 kHz la 10 Hz. Panta lui de cădere este de:
   (a) –3 dB/decadă (b) –6 dB/decadă
   (c) –3 dB/octavă (d) –6 dB/octavă
5. Câștigul de la o anumită frecvență al unui amplificator scade cu 6 dB când acea frecvență se dublează. Panta lui de cădere este de:
   (a) –12 dB/decadă (b) –20 dB/decadă
   (c) –6 dB/octavă (d) răspunsurile (b) și (c)
6. Capacitatea Miller de intrare a unui amplificator depinde parțial de:
   (a) condensatorul de cuplaj de la intrare (b) câștigul în tensiune
   (c) condensatorul de decuplare (d) nici unul dintre acestea
7. Un amplificator are următoarele frecvențe de tăiere: 1,2 kHz, 950 Hz, 8 kHz, 8,5 kHz. Lățimea lui de bandă este de:
   (a) 7550 Hz (b) 7300 Hz (c) 6800 Hz (d) 7050 Hz
8. Teoretic, câștigul în banda de trecere a unui amplificator:
   (a) crește cu frecvența (b) scade cu frecvența
   (c) rămâne constant la variațiile frecvenței (d) depinde de condensatoarele de cuplaj
9. Frecvența la care câștigul unui amplificator este 1 se numește:
   (a) frecvență de câștig unitar (b) frecvență centrală
   (c) frecvență critică (d) frecvență de tăiere
10. Când câștigul în tensiune al unui amplificator crește, lățimea de bandă:
    (a) nu se schimbă (b) crește
    (c) scade (d) este distorsionată

11. Dacă f_T a unui tranzistor folosit la realizarea unui amplificator este de 75 MHz și lățimea de bandă este de 10 MHz, câștigul în tensiune trebuie să fie de:
(a) 750 (b) 7,5 (c) 10 (d) 1
12. Valoarea de vârf a tensiunii de ieșire a unui amplificator este, în banda de trecere, de 6 V. La frecvența de tăiere inferioară, tensiunea de ieșire de vârf este de:
(a) 3 V (b) 3,82 V (c) 8,48 V (d) 4,24 V
13. La frecvența de tăiere superioară, valoarea de vârf a tensiunii de ieșire a unui amplificator este de 10 V. Tensiunea de vârf în banda de trecere a amplificatorului este de:
(a) 7,07 V (b) 6,37 V (c) 14,14 V (d) 10 V
14. Pentru răspunsul la un semnal treaptă al unui amplificator neinversor, un timp de creștere mai mare înseamnă:
(a) o lățime de bandă mai mică (b) o $f_{t(inf)}$ mai joasă
(c) o $f_{t(sup)}$ mai înaltă (d) răspunsurile (a) și (b)
15. Frecvența de tăiere inferioară a unui amplificator cu cuplaj direct și fără decuplare prin condensator este:
(a) variabilă (b) 0 Hz
(c) dependentă de polarizare (d) nici unul dintre aceste răspunsuri

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 10-1 Noțiuni generale

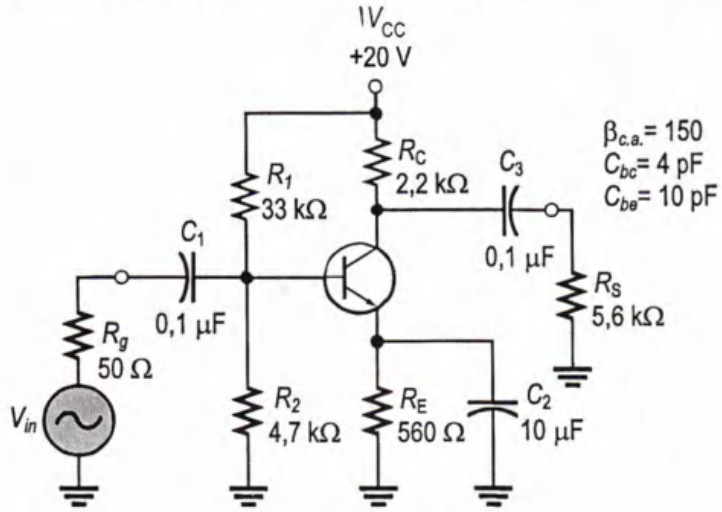
1. Într-un amplificator cu cuplaj capacitiv, condensatoarele de intrare, respectiv de ieșire formează (împreună cu rezistențele corespunzătoare) două dintre circuitele ce determină răspunsul la frecvențe joase. Considerând că impedanțele de intrare și de ieșire sunt egale și neglijând circuitul de decuplare, care dintre cele două circuite va determina cel dintâi căderea câștigului față de banda de trecere, la scăderea frecvenței?
2. Explicați de ce condensatoarele de cuplaj nu influențează semnificativ câștigul la frecvențe ale semnalului suficient de mari.
3. Enumerați capacitățile care influențează câștigul la frecvențe înalte la amplificatoarele realizate atât cu tranzistoare bipolare, cât și cu FET.

Secțiunea 10-2 Decibelul

4. Un amplificator furnizează o putere de ieșire de 5 W la o putere de intrare de 0,5 W. Ce valoare are câștigul lui în putere, în dB?
5. Dacă tensiunea de ieșire a unui amplificator este de 1,2 V ef. și câștigul în tensiune este de 50, ce valoare eficace are tensiunea de intrare? Cât este câștigul în dB?
6. Câștigul în tensiune, în banda de trecere, al unui amplificator este de 65. La o anumită frecvență din afara benzii de trecere, câștigul scade la 25. Cu cât a scăzut câștigul, în dB?
7. Ce valori corespund, în dBm, următoarelor puteri?
(a) 2 mW (b) 1 mW (c) 4 mW (d) 0,25 mW

8. Exprimați în decibeli câștigul în tensiune, în banda de trecere, al amplificatorului din fig. 10-54. Exprimați, de asemenea, în dB câștigul în tensiune la frecvențele de tăiere.

FIGURA 10-54



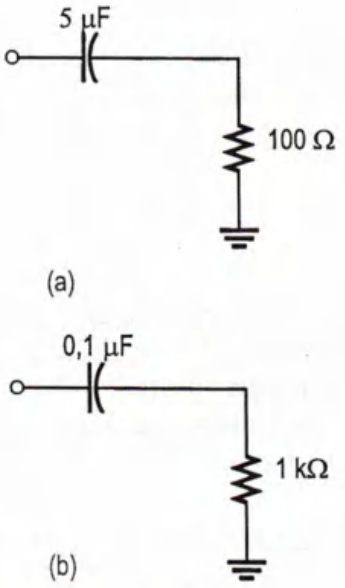


FIGURA 10-55

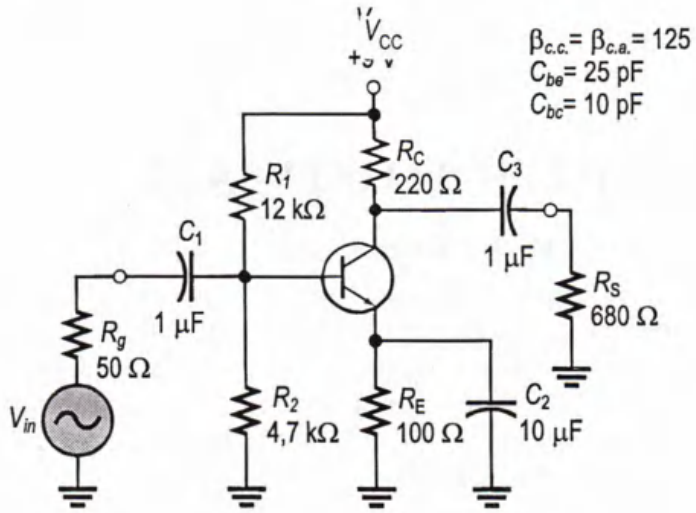


FIGURA 10-56

Secțiunea 10-3 Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe joase

9. Determinați frecvențele de tăiere pentru circuitele *RC* din fig. 10-55.
10. Determinați frecvențele de tăiere aferente răspunsului la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-56. Care este frecvența de tăiere dominantă? Trasați diagrama Bode.
11. Determinați câștigul în tensiune al amplificatorului din fig. 10-56 la o zecime din frecvența de tăiere dominantă, la frecvența de tăiere dominantă și la de zece ori frecvența de tăiere dominantă corespunzătoare răspunsului la frecvențe joase.
12. Determinați defazajul rezultat la fiecare dintre frecvențele menționate în problema 11.

Secțiunea 10-4 Capacitatea Miller

13. Enumerați capacitățile care influențează răspunsul la frecvențe joase, respectiv la frecvențe înalte, al amplificatorului din fig. 10-54.

14. Determinați capacitatea Miller de intrare pentru circuitul din fig.10-54.
15. Determinați capacitatea Miller de ieșire pentru circuitul din fig.10-54.
16. Determinați capacitățile Miller de intrare și de ieșire ale amplificatorului din fig. 10-57.
17. Determinați circuitul echivalent, la frecvențe înalte, al amplificatorului din fig. 10-57.
18. Reluați problemele 16 și 17 pentru amplificatorul din fig. 10-58.

FIGURA 10-57

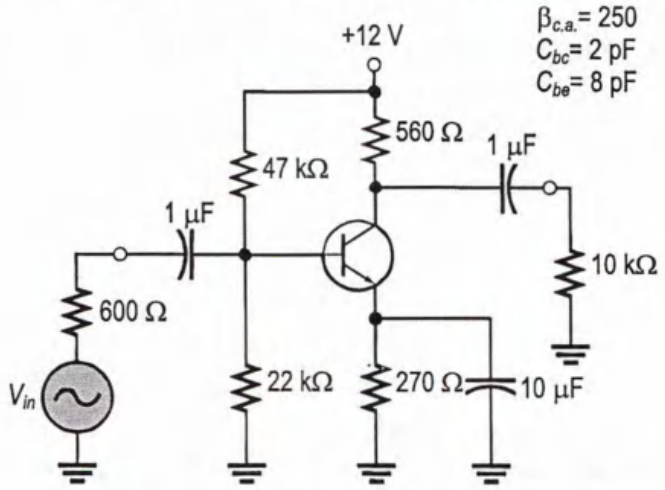
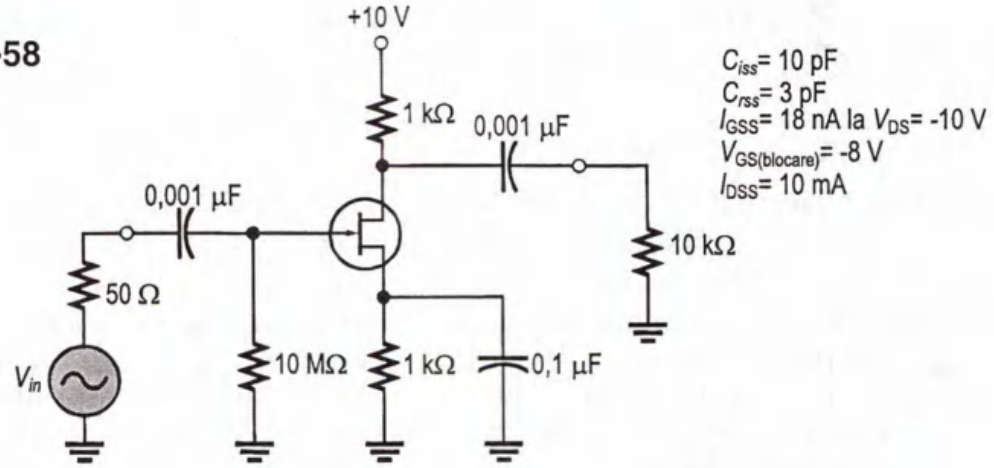


FIGURA 10-58



Secțiunea 10-5 Răspunsul amplificatoarelor la frecvențe înalte

19. Determinați frecvențele de tăiere corespunzătoare răspunsului la frecvențe înalte al amplificatorului din fig. 10-56. Arătați care este frecvența de tăiere dominantă și trasați diagrama Bode.
20. Determinați câștigul în tensiune al amplificatorului din fig. 10-56 la frecvențele: $0{,}1f_t$, f_t, $10f_t$ și $100f_t$, unde f_t este frecvența de tăiere dominantă corespunzătoare răspunsului la frecvențe înalte.

Secțiunea 10-6 Răspunsul global în frecvență al amplificatoarelor

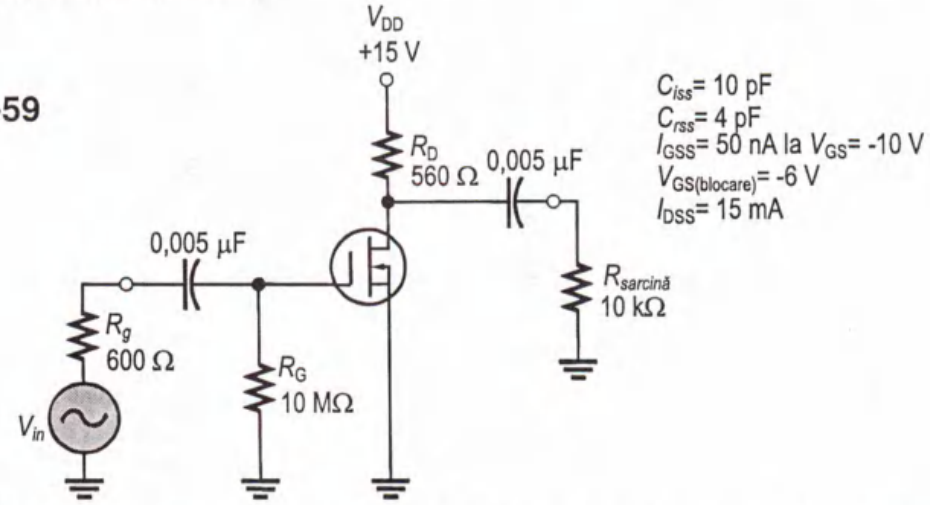
21. Un amplificator are, la frecvențe joase, următoarele frecvențe de tăiere: 25 Hz, 42 Hz și 136 Hz. La frecvențe înalte are frecvențe de tăiere la 8 kHz și 20 kHz. Determinați frecvențele sale de tăiere superioară și inferioară.
22. Determinați lățimea benzii de trecere a amplificatorului din fig. 10-56.

23. Pentru un tranzistor utilizat la realizarea unui amplificator găsim în foaia de catalog f_T = 200 MHz. Dacă se determină un câștig în banda de trecere de 38, iar $f_{t(inf)}$ este, comparativ cu $f_{t(sup)}$, suficient de mică pentru a putea fi neglijată, ce lățime estimați că are banda de trecere? Ce valoare estimați pentru $f_{t(sup)}$?
24. Dacă un amplificator are câștigul în banda de trecere de 50 dB, iar la $f_{t(sup)}$ de 47 dB, ce valoare are câștigul la $2f_{t(sup)}$? Dar la $4f_{t(sup)}$? Dar la $10f_{t(sup)}$?

Secțiunea 10-7 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu FET

25. Determinați frecvențele de tăiere corespunzătoare răspunsului la frecvențe joase al amplificatorului din fig. 10-59. Arătați care este frecvența de tăiere dominantă și trasați diagrama Bode.

FIGURA 10-59



26. (a) Calculați câștigul în tensiune al amplificatorului din fig. 10-59 la frecvențele: f_t, $0{,}1f_t$ și $10f_t$, unde f_t este frecvența de tăiere dominantă.
    (b) Calculați defazajul introdus pentru fiecare frecvență de la punctul (a).
27. În foaia de catalog a tranzistorului cu efect de câmp din fig. 10-59, C_{rss} = 4 pF și C_{iss} = 10 pF. Determinați frecvențele de tăiere corespunzătoare răspunsului la frecvențe înalte al amplificatorului și arătați care este frecvența dominantă.
28. Determinați câștigul în tensiune, în dB, și defazajul pentru fiecare dintre următorii multipli ai frecvenței de tăiere dominante corespunzătoare răspunsului la frecvențe înalte al amplificatorului din fig. 10-59: $0{,}1f_t$, f_t, $10f_t$ și $100f_t$.

Secțiunea 10-8 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje

29. Într-un amplificator cu două etaje, primul etaj are frecvențele de tăiere de 230 Hz și 1,2 MHz. Al doilea etaj are frecvențele de tăiere de 195 Hz și 2 MHz. Care sunt frecvențele de tăiere dominante?
30. Care este lățimea de bandă a amplificatorului cu două etaje din problema 29?
31. Determinați lățimea de bandă a unui amplificator cu două etaje dacă fiecare etaj are frecvența de tăiere inferioară de 400 Hz și frecvența de tăiere superioară de 800 kHz.
32. Care este frecvența de tăiere inferioară dominantă a unui amplificator cu trei etaje, în care fiecare etaj are $f_{t(inf)}$ = 50 Hz?
33. Un amplificator cu două etaje are frecvențele de tăiere inferioare $f_{t(inf)1}$ = 125 Hz și $f_{t(inf)2}$ = 125 Hz, iar frecvențele de tăiere superioare sunt $f_{t(sup)1}$ = 3 MHz și $f_{t(sup)2}$ = = 2,5 MHz. Determinați lățimea de bandă.

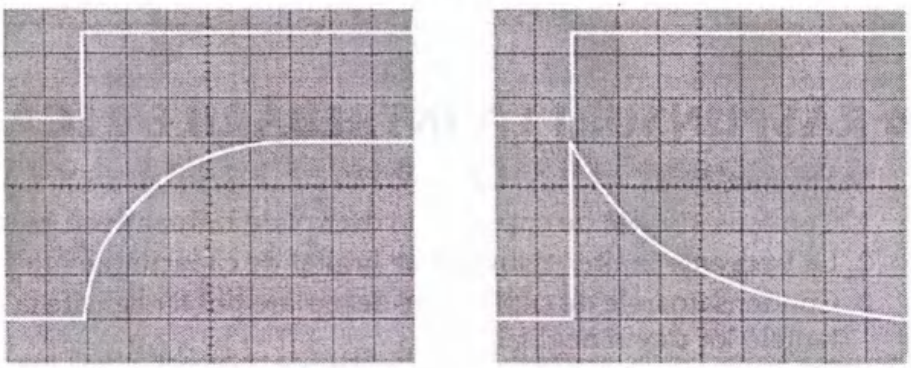
Secțiunea 10-9 Măsurarea răspunsului în frecvență

34. La testarea unui amplificator cu semnal treaptă s-au obținut t_c = 20 ns și t_s = 1 ms. Determinați $f_{t(inf)}$ și $f_{t(sup)}$.

35. Să presupunem că măsurați răspunsul în frecvență al unui amplificator utilizând o sursă de semnal și un osciloscop. Considerăm că nivelul semnalului și frecvența sunt reglate astfel ca osciloscopul să afișeze o tensiune de ieșire de 5 V ef. în banda de trecere. Arătați cum trebuie să procedați dacă doriți să aflați frecvența de tăiere superioară și ce trebuie să urmăriți pe ecranul osciloscopului.

36. Determinați cu aproximație lățimea benzii de trecere a unui amplificator folosindu-vă de răspunsul lui la semnalul treaptă din fig. 10-60.

FIGURA 10-60



Secțiunea 10-10 Aplicație practică

37. Determinați frecvența de tăiere inferioară dominantă a amplificatorului din fig. 10-50 în cazul în care condensatoarele de cuplaj se înlocuiesc cu unele de 1 μF.

38. Modificările din problema 37 influențează semnificativ lățimea globală a benzii de trecere?

39. Cum se modifică frecvența de tăiere inferioară dominantă a amplificatorului din fig. 10-50 dacă rezistența de sarcină de 10 kΩ, de la ieșirea ultimului etaj, se înlocuiește cu una de 100 kΩ?

40. Determinați răspunsul la un semnal treaptă al amplificatorului din fig. 10-50, arătând ce valoare au timpii de creștere și de scădere de la ieșire.

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

41. Consultând fragmentul de foaie de catalog din fig. 10-51, determinați capacitatea totală de intrare a unui amplificator realizat cu un tranzistor 2N3903, al cărui câștig în tensiune este de 25.

42. Un amplificator realizat cu un tranzistor 2N3904 are câștigul în tensiune în banda de trecere de 50. Consultând fragmentul de foaie de catalog din fig. 10-51, determinați lățimea sa minimă de bandă.

43. Foaia de catalog a unui MOSFET 2N4351 specifică următoarele valori maxime ale capacităților interne: C_{iss} = 5 pF, C_{rss} = 1,3 pF și $C_{d(sub)}$ = 5 pF. Calculați C_{gd}, C_{gs} și C_{ds}.

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

44. Două etaje de amplificare identice cu cel din fig. 10-54, cuplate capacitiv sunt conectate în cascadă (R_S se deconectează de la ieșirea primului etaj). Stabiliți dacă acest circuit poate funcționa ca amplificator liniar când la intrare i se aplică o tensiune de 10 mV ef. În cazul unui răspuns negativ, modificați schema în așa fel încât să obțineți un câștig maxim fără distorsiuni.

45. Două etaje de amplificare identice cu cel din fig. 10-59 sunt conectate în cascadă. Determinați lățimea globală a benzii de trecere.

46. Modificați schema amplificatorului din fig. 10-50 astfel încât să realizeze un câștig în tensiune variabil, între 50 și 500, iar frecvența de tăiere inferioară să fie de 1 kHz.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 10-1

1. Condensatoarele de cuplaj și de decuplare influențează câștigul la frecvențe joase.

2. La frecvențe înalte, câștigul este limitat de capacitățile interne.

3. Condensatoarele de cuplaj și de decuplare pot fi neglijate la frecvențele la care reactanțele lor devin neglijabile.

Secțiunea 10-2

1. +12 dB corespunde unui câștig în tensiune de aproximativ 4.

2. $A_p = 10 \log(25) = 13{,}98$ dB

3. 0 dBm corespunde unei puteri de 1 mW.

Secțiunea 10-3

1. $f_{t2} = 167$ Hz este dominantă.

2. $A_{v(dB)} = 50$ dB – 3 dB = 47 dB

3. La o decadă mai jos de f_t, atenuarea este de –20 dB.

Secțiunea 10-4

1. $C_{in(Miller)} = (5 \text{ pF})(51) = 255$ pF

2. $C_{out(Miller)} = (3 \text{ pF})(1{,}04) = 3{,}12$ pF

Secțiunea 10-5

1. Capacitățile interne ale tranzistorului determină răspunsul la frecvențe înalte.

2. $C_{in(tot)} = C_{in(Miller)} + C_{ce} = (4 \text{ pF})(81) + 8 \text{ pF} = 342$ pF

3. Circuitul *RC* de intrare este cel dominant.

Secțiunea 10-6

1. Câștigul este 1 la f_T.

2. $B = 25$ kHz – 100 Hz = 24,9 kHz

3. $A_v = 130 \text{ MHz}/50 \text{ MHz} = 2{,}6$

Secțiunea 10-7

1. $\theta = \text{arctg}\,(0{,}5) = 26{,}6°$

2. $f_t = 1/(2\pi(6500\ \Omega)(0{,}002\ \mu\text{F})) = 12{,}2$ kHz

3. În cataloage se dau, de obicei, C_{iss} și C_{rss}.

4. $C_{in(tot)} = (3 \text{ pF})(26) + 4 \text{ pF} = 82$ pF

Secțiunea 10-8

1. $f_{t(inf)}$ = 1 kHz
2. $f_{t(sup)}$ = 49 kHz
3. B scade.

Secțiunea 10-9

1. $f_{t(inf)}$ = 125 Hz; $f_{t(sup)}$ = 500 kHz
2. Timpul de creștere se măsoară între 10% și 90% din amplitudine, iar cel de scădere, între 90% și 10% din amplitudine.
3. t_c = 150 ns
4. t_s = 2,8 ms
5. Întrucât $f_{t(sup)} >> f_{t(inf)}$, $B \cong f_{t(sup)}$ = 2,5 MHz

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

10-1 (a) 61,6 dB (b) 17 dB (c) 102 dB

10-2 (a) 50 V (b) 6,25 V (c) 1,56 V

10-3 (a) 7,23 Hz (b) 0,707 (c) 354

10-4 212 la 400 Hz; 30 la 40 Hz; 3 la 4 Hz

10-5 (a) 13,2 Hz (b) 0,479 (c) 70,7

10-6 13,1 Hz

10-7 Nu se modifică.

10-8 153 pF; 3,06 pF

10-9 320 Ω în serie cu 215 pF, f_t = 2,31 MHz

10-10 28,9 MHz

10-11 B se micșorează; B se mărește

10-12 20 MHz

10-13 $f_{t(inf)}$ scade de la 16,2 Hz la 16,1 Hz.

10-14 Teoretic, răspunsul la frecvențe joase nu ar trebui să se modifice deoarece circuitul RC de intrare rămâne neschimbat.

10-15 1 pF

10-16 f_t scade la 83,8 MHz.

10-17 48,2 MHz

10-18 1500 Hz

10-19 39,8 kHz

CAPITOLUL 11

Tiristoare și alte dispozitive

Conținutul capitolului

11-1 Dioda Shockley
11-2 Tiristorul
11-3 Aplicații ale tiristoarelor
11-4 Tiristorul cu poartă dublă
11-5 Diacul și triacul
11-6 Tranzistorul unijoncțiune (TUJ)
11-7 Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP)
11-8 Fototranzistorul
11-9 Fototiristorul
11-10 Cuploare optice
11-11 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Descrierea structurii diodei Shockley și a principiului său de funcționare
- Descrierea structurii tiristorului și a principiului său de funcționare
- Prezentarea câtorva aplicații ale tiristoarelor
- Descrierea principiului de funcționare al tiristorului cu poartă dublă
- Descrierea structurii diacului și triacului și a principiului lor de funcționare
- Descrierea structurii tranzistorului unijoncțiune și a principiului său de funcționare
- Descrierea structurii tranzistorului unijoncțiune programabil și a principiului său de funcționare
- Descrierea fototranzistorului și a funcționării sale
- Descrierea fototiristorului și a funcționării sale
- Prezentarea câtorva tipuri de cuploare optice

Introducere

În acest capitol vom prezenta alte câteva tipuri de dispozitive semiconductoare. Studiul unora dintre ele poate fi opțional, urmând a fi reluat și aprofundat ulterior, în cadrul unui curs de electronică industrială. Mai întâi vom discuta despre o familie de dispozitive* realizate din patru straturi semiconductoare (*pnpn*). Acestea sunt: dioda Shockley, tiristorul, tiristorul cu poartă dublă, diacul și triacul. Pe lângă structura for-

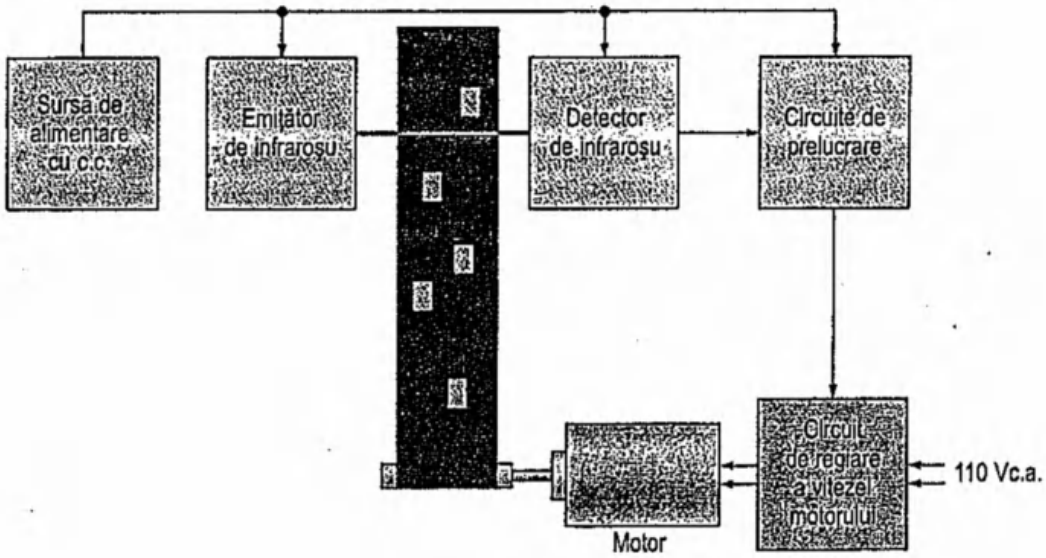
* În original, toate aceste dispozitive sunt denumite generic *tiristoare*. (n.t.)

mată din patru straturi, ele au în comun și o altă caracteristică: se comportă ca niște circuite deschise, capabile să suporte o anumită tensiune, până când sunt amorsate. În momentul amorsării, ele comută și închid circuitul, formând o cale de mică rezistență pentru curent. Apoi rămân în această stare chiar și după dispariția condiției de amorsare, până când curentul scade sub un anumit nivel sau până când sunt dezamorsate, în funcție de tipul respectiv de dispozitiv. Dintre celelalte dispozitive descrise în acest capitol enumerăm tranzistorul unijoncțiune (TUJ), tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP) și câteva dispozitive optoelectronice.

Dispozitivele *pnpn* se utilizează la reglarea puterii de c.a. furnizate unei sarcini, de exemplu, la variatoarele pentru comanda circuitelor de iluminat, la reglarea turației motoarelor, la sistemele de aprindere electronică, la înmagazinarea energiei electrice, pentru a numi doar câteva aplicații. TUJ și TUP sunt folosite atât ca dispozitive de amorsare a dispozitivelor *pnpn*, cât și la realizarea oscilatoarelor și a releelor de timp.

Aplicația practică

Aplicația practică din acest capitol are ca obiect un sistem de reglare a vitezei unei benzi transportoare dintr-o linie de fabricație. Sistemul sesizează numărul de piese transportate printr-o zonă într-un anumit interval de timp și reglează viteza benzii astfel încât acest număr să corespundă unui număr prestabilit. Ne vom concentra atenția asupra circuitului de reglare a vitezei motorului ce antrenează banda. Va trebui să aplicați cunoștințele acumulate din capitolul de față pentru soluționarea problemelor din secțiunea 11-11.



11-1 DIODA SHOCKLEY

Dioda Shockley este un dispozitiv *pnpn* cu două terminale: anodul și catodul. Așadar, conține patru straturi semiconductoare. Dispozitivul se comportă ca un întrerupător ce rămâne deschis până când tensiunea directă atinge o anumită valoare; atunci are loc comutarea și dioda intră în conducție, rămânând în această stare până la scăderea curentului sub o anumită valoare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți, în principiu, structura diodei Shockley și modul ei de funcționare

- Să recunoașteți simbolul diodei Shockley
- Să definiți *tensiunea directă de întoarcere*
- Să definiți *curentul de menținere*
- Să definiți *curentul de comutație*
- Să comentați o aplicație practică

Dioda Shockley face parte dintr-o clasă de dispozitive cu structura formată din patru straturi semiconductoare. Structura de principiu a diodei Shockley și simbolul prin care se reprezintă în schemele electrice sunt cele din fig. 11-1. Structura *pnpn* poate fi reprezentată printr-un circuit echivalent format dintr-un tranzistor *pnp* și unul *npn*, ca în fig. 11-2(a). Straturile *pnp*, reprezentate în figură în partea superioară, formează tranzistorul T_1, iar grupul de straturi *npn* din partea de jos formează tranzistorul T_2, cele două straturi din mijloc participând la alcătuirea ambelor tranzistoare echivalente. Remarcați că joncțiunea bază-emitor a lui T_1 corespunde, în fig. 11-1, joncțiunii *pn* cu numărul 1, joncțiunea bază-emitor a lui T_2 corespunde joncțiunii *pn* cu numărul 3, iar joncțiunile bază-colector ale ambelor tranzistoare corespund joncțiunii *pn* cu numărul 2.

Principiul de funcționare

Dacă pe anod se aplică o tensiune de polarizare pozitivă față de catod, ca în fig. 11-2(b), joncțiunile bază-emitor ale lui T_1 și T_2 (joncțiunile *pn* 1 și 3 din fig. 11-1(a)) sunt polarizate direct, iar joncțiunea comună bază-colector (joncțiunea *pn* nr. 2 din fig. 11-1(a)) este polarizată invers. Prin urmare, ambele tranzistoare echivalente sunt polarizate astfel încât să lucreze în regiunea liniară.

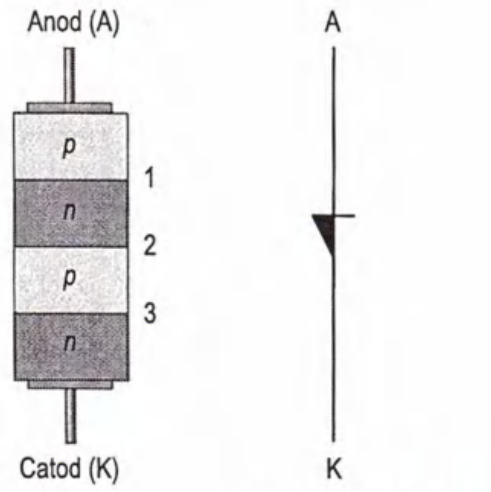


FIGURA 11-1
Dioda Shockley.

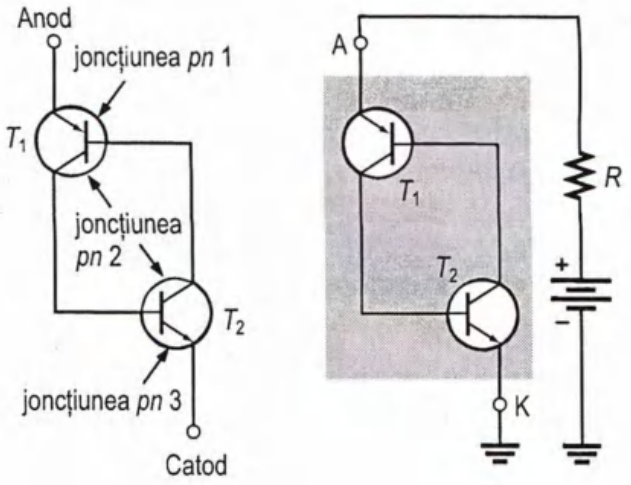


FIGURA 11-2
Circuitul echivalent al diodei Shockley.

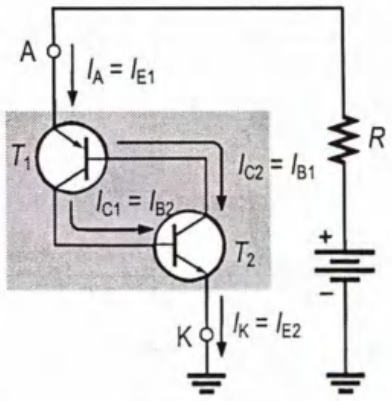


FIGURA 11-3
Curenții prin circuitul echivalent al diodei Shockley.

La valori mici ale tensiunii de polarizare directă, expresia curentului anodic, I_A, se deduce așa cum se arată în continuare, aplicând relațiile cunoscute pentru tranzistoare pe schema din fig. 11-3. În efectuarea analizei se ia în considerație curentul de fugă (rezidual) I_{CBO}.

$$I_{B1} = I_{E1} - I_{C1} - I_{CBO1}$$

Întrucât $I_C = \alpha_{c.c.} I_E$,

$$I_{B1} = I_{E1} - \alpha_{C.C.} I_{E1} - I_{CBO1} = (1 - \alpha_{C.C.1}) I_{E1} - I_{CBO1}$$

Curentul anodic, I_A, este egal cu I_{E1}, deci:

$$I_{B1} = (1 - \alpha_{C.C.1}) I_A - I_{CBO1}$$

$$I_{C2} = \alpha_{C.C.2} I_{E2} + I_{CBO2}$$

Curentul catodic, I_K, este egal cu I_{E2}, deci:

$$I_{C2} = \alpha_{C.C.2} I_K + I_{CBO2}$$

Deoarece $I_{C2} = I_{B1}$,

$$\alpha_{C.C.2} I_K + I_{CBO2} = (1 - \alpha_{C.C.1}) I_A - I_{CBO1}$$

I_A și I_K sunt egali. Înlocuim valoarea I_K în ecuația precedentă și explicităm I_A.

$$\alpha_{C.C.2} I_A + I_{CBO2} = (1 - \alpha_{C.C.1}) I_A - I_{CBO1}$$
$$\alpha_{C.C.2} I_A - (1 - \alpha_{C.C.1}) I_A = -I_{CBO1} - I_{CBO2}$$
$$I_A \left[(1 - \alpha_{C.C.1}) - \alpha_{C.C.2} \right] = I_{CBO1} + I_{CBO2}$$

$$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_{C.C.1} + \alpha_{C.C.2})} \tag{11-1}$$

La curenți mici, parametrul alfa ($\alpha_{c.c.}$) al tranzistoarelor are valori foarte mici. Prin urmare, la tensiuni de polarizare de nivel redus, curentul anodic al diodei Shockley ia valori foarte mici, așa cum demonstrează formula (11-1), dispozitivul aflându-se în regiunea de *blocare* directă.

EXEMPLUL 11-1

O diodă Shockley este polarizată în regiunea de blocare directă cu o tensiune anod-catod de 20 V. La această tensiune, $\alpha_{c.c.1}$ = 0,35 și $\alpha_{c.c.2}$ = 0,45. Curenții de fugă sunt de 100 nA. Calculați curentul anodic și rezistența în polarizare directă a diodei.

Rezolvare

Curentul anodic se calculează din formula (11-1).

$$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_{C.C.1} + \alpha_{C.C.2})} = \frac{200\,\text{nA}}{1 - 0{,}8} = \frac{200\,\text{nA}}{0{,}2} = \mathbf{1\,\mu A}$$

Acesta este curentul direct când dispozitivul este blocat, dar polarizat direct cu V_{AK} = = +20 V. Rezistența în polarizare directă este deci:

$$R_{AK} = \frac{V_{AK}}{I_A} = \frac{20\,\text{V}}{1\,\mu\text{A}} = \mathbf{20\,M\Omega}$$

Exercițiu complementar La un curent anodic de 2 μA și V_{AK} = 20 V, cât este rezistența directă a unei diode Shockley în regiunea de blocare directă?

Tensiunea directă de întoarcere Funcționarea diodei Shockley poate părea bizară deoarece, în polarizare directă, ea se comportă ca un întrerupător deschis. Așa cum am arătat, dioda prezintă o regiune de funcționare în polarizare directă, numită *regiune de blocare directă*, în care dispozitivul este caracterizat de o rezistență directă foarte mare (teoretic, o întrerupere a circuitului), fiind blocat. Regiunea de blocare directă se găsește între V_{AK} = 0 V și o valoare numită **tensiune directă de întoarcere***, $V_{BR(F)}$. Aceasta se observă pe graficul caracteristicii diodei Shockley din fig. 11-4.

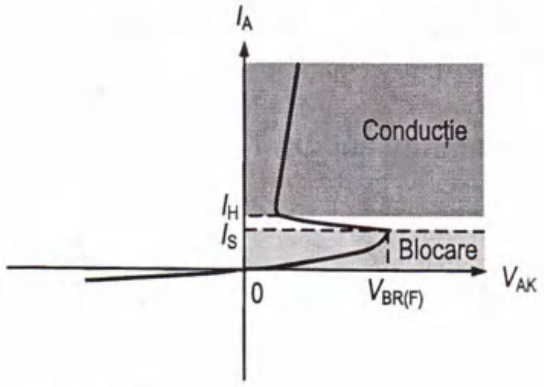


FIGURA 11-4

Graficul caracteristicii diodei Shockley. Zona haşurată de jos reprezintă regiunea de blocare directă, iar cea de deasupra este regiunea de conducție directă.

* În limba engleză, *forward breakover voltage*. (n.t.)

Dacă se mărește V_{AK} pornind de la 0, curentul anodic, I_A, crește treptat, după cum arată și curba. Dacă I_A crește, se măresc și $\alpha_{c.c.1}$ și $\alpha_{c.c.2}$. În punctul în care se verifică relația $\alpha_{c.c.1} + \alpha_{c.c.2} = 1$, numitorul formulei (11-1) se anulează și $I_A = I_S$, curentul de amorsare* (de comutație). În aceste condiții, $V_{AK} = V_{BR(F)}$, iar structura internă a tranzistoarelor intră în saturație. Atunci, dacă I_A crește, căderea de tensiune directă V_{AK} scade brusc până la o valoare aproximativ egală cu $V_{BE} + V_{CE(sat)}$, iar dioda Shockley începe să lucreze în regiunea de conducție directă, cum se observă în fig. 11-4. Acum, dispozitivul este în conducție, comportându-se ca un întrerupător închis. Dacă ulterior curentul anodic scade sub o valoare de menținere**, I_H, dispozitivul se blochează. Stările de conducție/blocare caracteristice diodei Shockley sunt ilustrate în fig. 11-5.

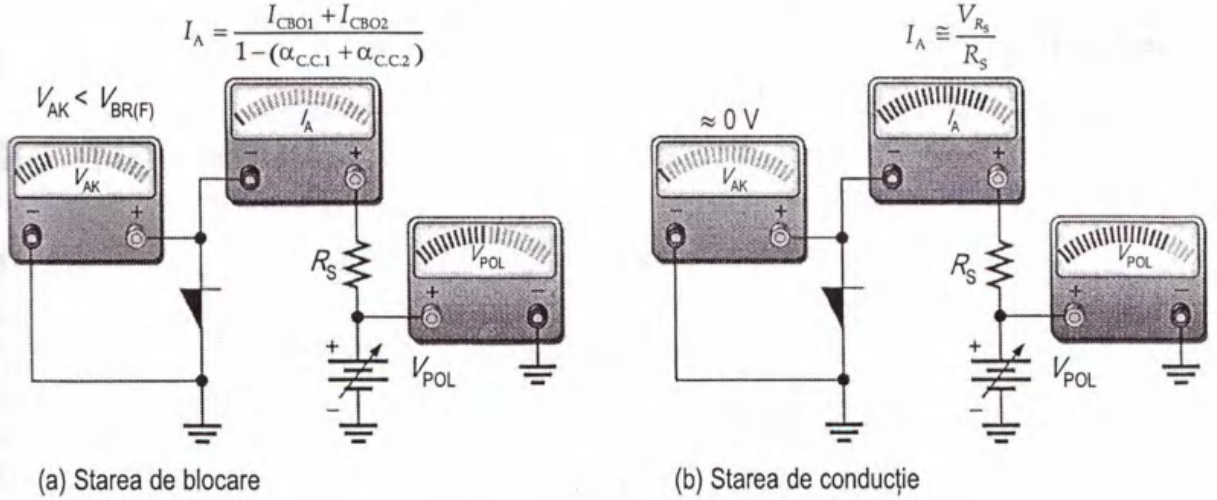


FIGURA 11-5

Stările de conducție/blocare caracteristice diodei Shockley.

Curentul de menținere După ce dioda Shockley intră în conducție, ea rămâne în această stare până când curentul anodic scade sub o anumită valoare, denumită **curent de menținere, I_H**. Acest parametru este reprezentat pe graficul caracteristicii din fig. 11-4. Când I_A scade sub I_H, dispozitivul comută invers rapid, către starea de blocare, intrând în regiunea de blocare directă.

Curentul de amorsare Valoarea curentului anodic pentru care dispozitivul comută din regiunea de blocare directă în regiunea de conducție directă este denumită **curent de amorsare, I_S**. Această valoare este totdeauna mai mică decât cea a curentului de menținere, I_H.

EXEMPLUL 11-2

(a) Calculați valoarea curentului anodic pentru circuitul din fig. 11-6(a), când dispozitivul este blocat și cei doi parametri alfa sunt de 0,4. Ambii curenți de fugă sunt de 0,08 μA.

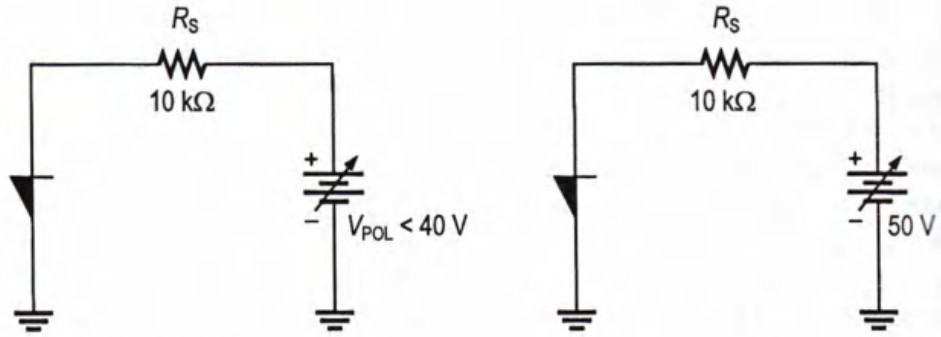
(b) Calculați valoarea curentului anodic pentru circuitul din fig. 11-6(b), când dispozitivul conduce. $V_{BR(F)} = 40$ V. Se consideră că structura internă a tranzistoarelor este caracterizată de $V_{BE} = 0{,}7$ V și $V_{CE(sat)} = 0{,}1$ V.

---

* În limba engleză, *switching current*. (n.t.)

** În limba engleză, *holding current*. (n.t.)

FIGURA 11-6



(a) Stare de blocare (b) Stare de conducție

Rezolvare

(a) $$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1-(\alpha_{C.C.1} + \alpha_{C.C.2})} = \frac{0{,}16\,\mu A}{1-0{,}8} = \mathbf{0{,}8\,\mu A}$$

(b) Tensiunea din anod este:

$$V_A = V_{BE} + V_{CE(sat)} = 0{,}7\,V + 0{,}1\,V = 0{,}8\,V$$

Căderea de tensiune pe R_S este:

$$V_{R_S} = V_{POL} - V_A = 50\,V - 0{,}8\,V = 49{,}2\,V$$

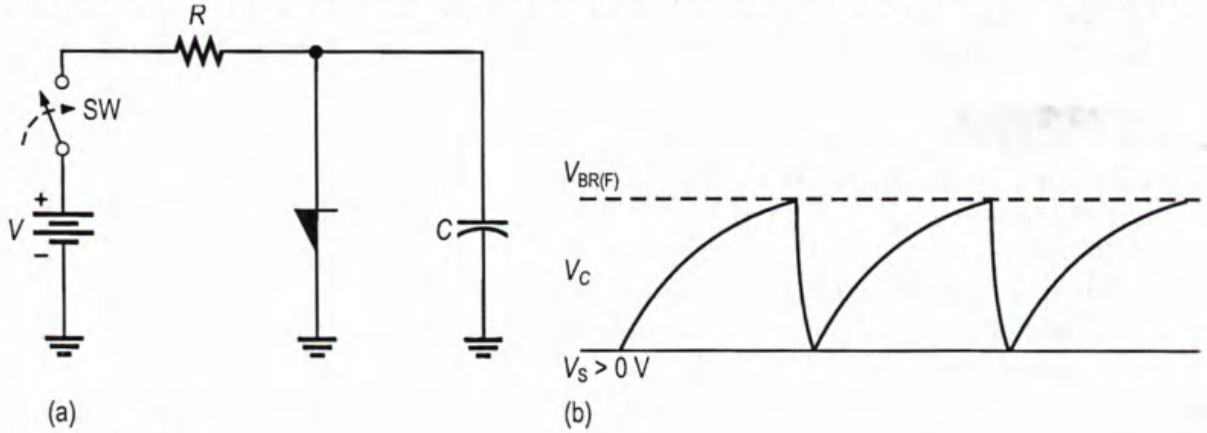
Curentul anodic are valoarea:

$$I_A = \frac{V_{R_S}}{R_S} = \frac{49{,}2\,V}{10\,k\Omega} = \mathbf{4{,}92\,mA}$$

Exercițiu complementar Ce valoare are rezistența directă a diodei Shockley din fig. 11-6(b)?

Aplicație

Circuitul din fig. 11-7(a) este un **oscilator** de relaxare. Iată cum funcționează. La închiderea întrerupătorului, condensatorul se încarcă prin R până la o tensiune egală cu tensiunea directă de întoarcere a diodei Shockley. Când se atinge această valoare, dioda



(a) (b)

FIGURA 11-7

Oscilator de relaxare cu diodă Shockley.

intră în conducție, iar condensatorul se descarcă rapid prin ea. Descărcarea are loc până când curentul prin diodă scade sub valoarea de menținere. În acel moment, dioda comută invers, în starea de blocare, iar condensatorul începe să se încarce din nou. Rezultă o formă de undă ca aceea din fig. 11-7(b), care se culege pe C.

SECȚIUNEA 11-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce structură are dioda Shockley?
2. Ce este regiunea de blocare directă?
3. Ce se întâmplă când tensiunea anod-catod depășește tensiunea directă de întoarcere?
4. Cum poate fi blocată o diodă Shockley aflată în conducție?

11-2 TIRISTORUL

Tiristorul* este un alt dispozitiv cu structură *pnpn*, asemănător cu dioda Shockley, cu excepția faptului că are trei terminale: anod, catod și poartă. Ca și dioda Shockley, tiristorul prezintă două stări de funcționare. În starea de blocare el se comportă, teoretic, ca o întrerupere a circuitului între anod și catod; practic nu se constată apariția unei întreruperi, ci a unei rezistențe de valoare foarte mare. În starea de conducție, tiristorul se comportă, teoretic, ca un scurtcircuit între anod și catod; practic există o mică rezistență de conducție (directă). Tiristorul are numeroase aplicații, dintre care enumerăm: circuite de comandă a motoarelor, de întârziere, de încălzire, de reglare a fazei, de comandă a releelor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți structura de bază a unui tiristor și principiul lui de funcționare

- ▶ Să recunoașteți simbolul utilizat în scheme pentru tiristoare
- ▶ Să desenați circuitul echivalent, cu tranzistoare bipolare, al unui tiristor
- ▶ Să explicați cum se determină comutarea tiristorului dintr-o stare în cealaltă
- ▶ Să interpretați graficul caracteristicilor tiristorului
- ▶ Să definiți *comutarea forțată*
- ▶ Să definiți diferiții parametri ai tiristorului

Structura de bază a unui **tiristor** este prezentată în fig. 11-8(a), iar simbolul utilizat în scheme este cel din fig. 11-8(b). În fig. 11-8(c) apar câteva capsule de tiristor tipice. Alte tipuri de tiristoare au capsule ca acestea sau asemănătoare.

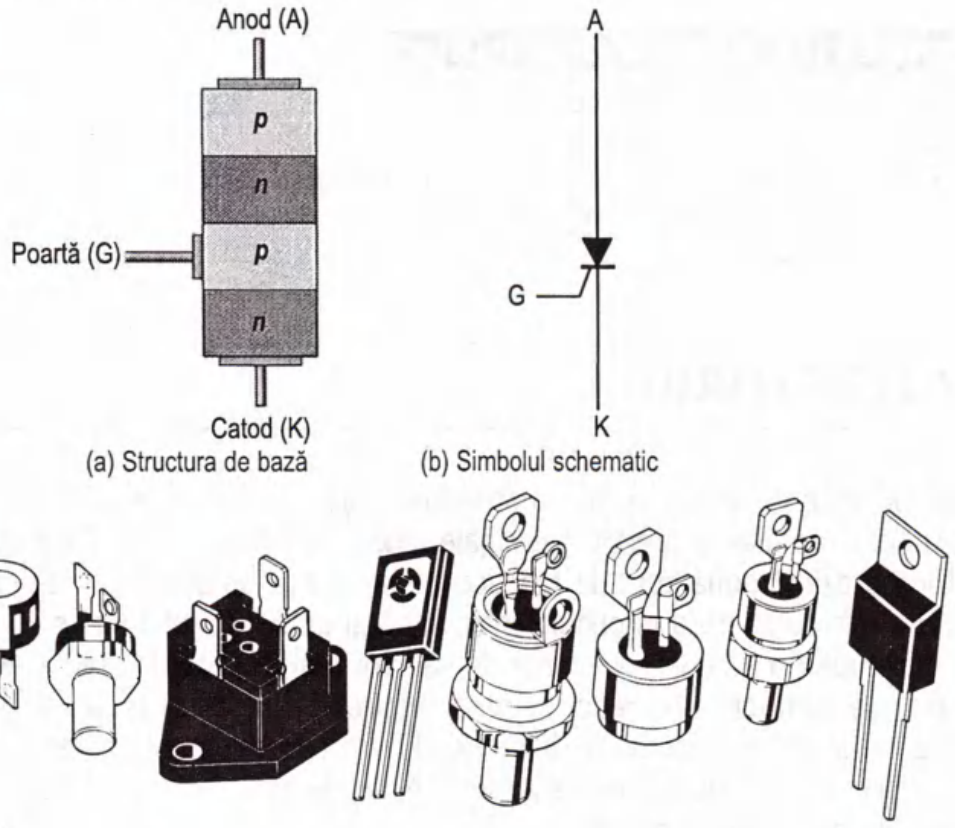
Circuitul echivalent al tiristorului

Ca și în cazul diodei Shockley, funcționarea tiristorului poate fi înțeleasă mai bine dacă asimilăm structura lui internă *pnpn* cu două tranzistoare dispuse ca în fig. 11-9.

* În limba engleză, *silicon-controlled rectifier* (redresor de siliciu comandat), prescurtat *SCR*. (n.t.)

Structura este aceeași ca a diodei Shockley, însă aici apare un terminal de poartă. Cele trei straturi *pnp* reprezentate în partea superioară se comportă ca un tranzistor T_1, iar cele trei straturi *npn* din partea inferioară, ca un tranzistor T_2. Remarcați că și aici cele două straturi din mijloc sunt folosite „în comun".

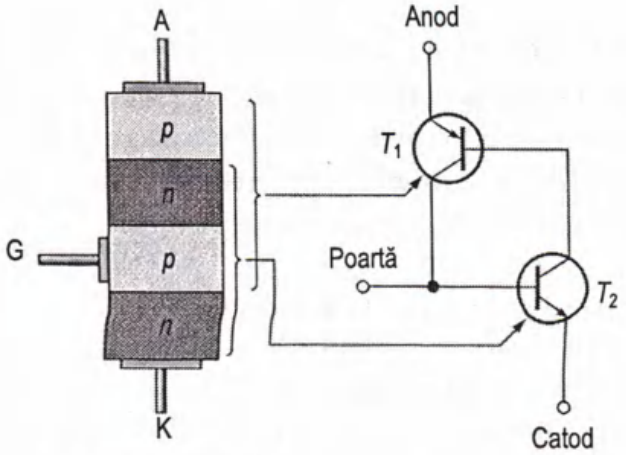
FIGURA 11-8
Tiristorul.



(a) Structura de bază (b) Simbolul schematic

(c) Capsule tipice

FIGURA 11-9
Circuitul echivalent al tiristorului.



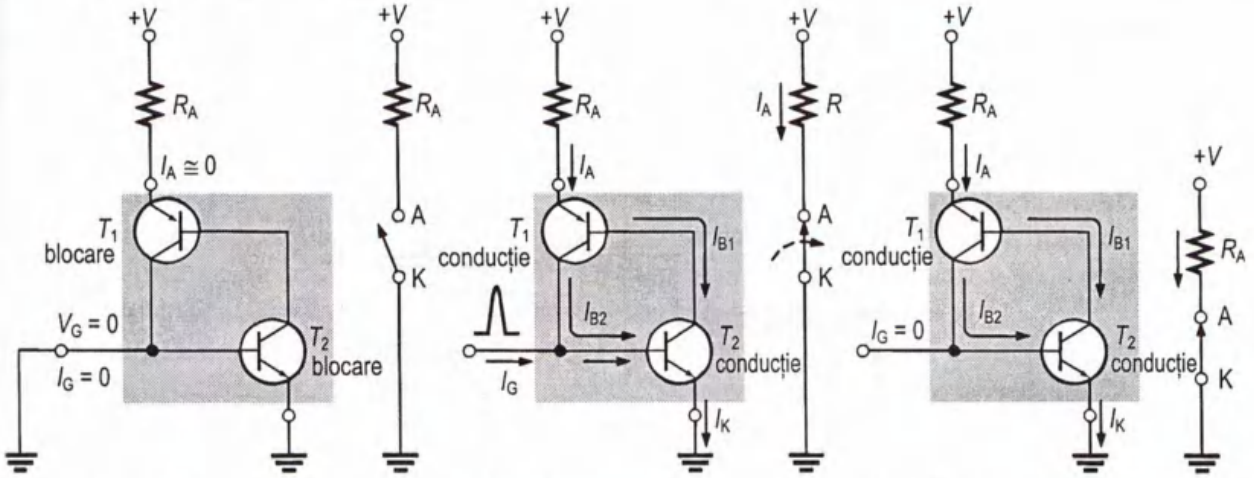
Trecerea tiristorului în conducție

Când curentul de poartă, I_G, este zero, ca în fig. 11-10(a), dispozitivul se comportă ca o diodă Shockley blocată. În acest caz, rezistența foarte mare dintre anod și catod poate aproxima un întrerupător deschis, cum se arată alături. Dacă pe poartă se aplică un impuls pozitiv de curent (**de amorsare**), ambele tranzistoare intră în conducție (anodul trebuie să fie mai pozitiv decât catodul). Această situație este prezentată în fig. 11-10(b).

I_{B2} deschide tranzistorul T_2, ceea ce face ca prin colectorul acestuia să circule I_{B1}, care îl deschide pe T_1. Curentul de colector al tranzistorului T_1 suplimentează curentul de bază al lui T_2 în așa fel încât acesta din urmă să rămână în conducție și după dispariția impulsului de amorsare din poartă. În această buclă de regenerare, T_2 susține funcționarea în saturație a tranzistorului T_1 prin faptul că asigură închiderea circuitului pentru I_{B1}; la rândul lui, T_1 susține funcționarea în saturație a lui T_2 furnizând curentul I_{B2}. Astfel, dispozitivul rămâne în conducție o dată ce a fost amorsat, situație ilustrată în fig. 11-10(c). În această stare, rezistența foarte mică dintre anod și catod poate fi considerată, cu aproximație, un întrerupător închis, cum se arată alături.

Ca și dioda Shockley, tiristorul mai poate fi amorsat fără aplicarea unui impuls pe poartă, prin mărirea tensiunii anod-catod până la o valoare ce depășește tensiunea directă de întoarcere, $V_{BR(F)}$, cum indică și graficul caracteristicii din fig. 11-11(a). Tensiunea directă de întoarcere scade pe măsură ce I_G este mărit peste 0 V, cum arată familia de curbe din fig. 11-11(b). La un moment dat, I_G ajunge la o valoare pentru care tiristorul intră în conducție la o tensiune foarte mică între anod și catod. Deci, precum vedeți, curentul de poartă controlează valoarea tensiunii directe de întoarcere, $V_{BR(F)}$, necesară pentru amorsare.

Deși tensiunile anod-catod ce depășesc $V_{BR(F)}$ nu deteriorează dispozitivul dacă se limitează curentul, o asemenea situație trebuie evitată deoarece tiristorul nu mai poate fi comandat în condiții normale. În mod normal, tiristorul trebuie amorsat numai prin aplicarea pe poartă a unui impuls.



(a) Tiristor blocat (b) Tiristor amorsat (c) Tiristor în conducție după amorsare

FIGURA 11-10

Procesul de deschidere a tiristorului, cu prezentarea circuitelor echivalente cu întrerupătoare.

Blocarea unui tiristor în conducție

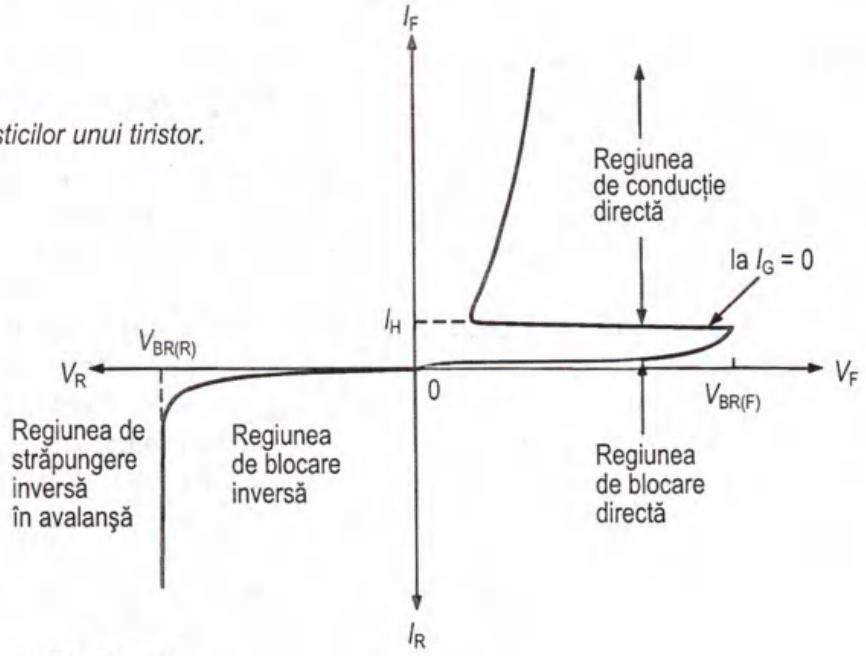
Când, după dispariția impulsului de amorsare, tensiunea aplicată pe poartă redevine 0 V, tiristorul nu mai poate fi blocat; el rămâne în regiunea de conducție directă. Pentru ca tiristorul să comute din această stare în blocare, curentul anodic trebuie să scadă sub valoarea curentului de menținere, I_H. Curentul de menținere este marcat în fig. 11-11.

Cele două metode de blocare a unui tiristor aflat în conducție sunt: *întreruperea curentului anodic* și *comutarea forțată*. Curentul anodic poate fi întrerupt prin acționarea unui

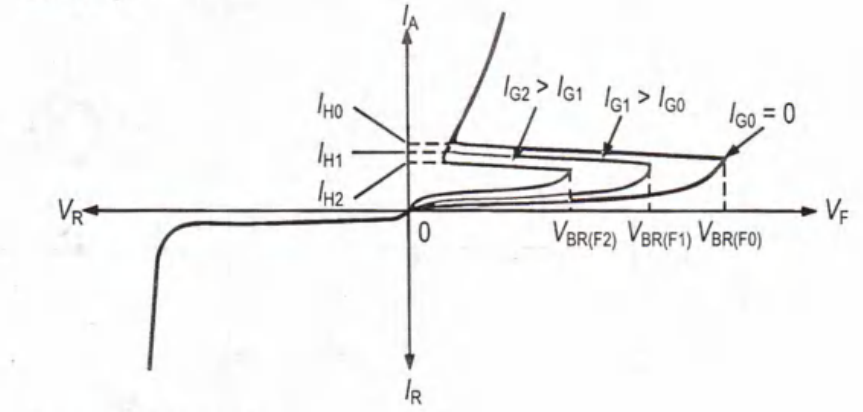
întrerupător conectat fie în serie, fie în paralel, ca în fig. 11-12. Întrerupătorul înseriat din fig. (a) anulează pur și simplu curentul anodic, ceea ce duce la blocarea tiristorului. Întrerupătorul paralel din fig. (b) deviază o parte din curentul total prin tiristor, acesta reducându-se până la o valoare mai mică decât I_H.

FIGURA 11-11

Curbele caracteristicilor unui tiristor.

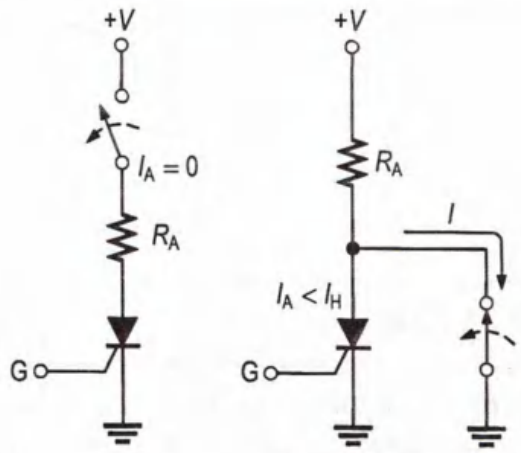


(a) La $I_G = 0$



(b) La diferite valori I_G

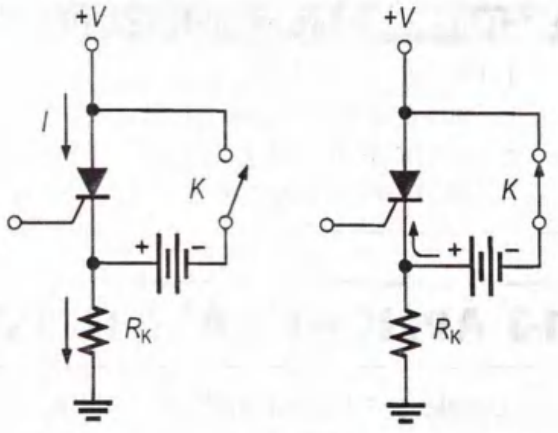
Metoda **comutării forțate** constă, în principiu, în producerea forțată, pentru scurt timp, a unui curent care să circule prin tiristor în sensul opus celui de conducție directă, așa încât curentul total rezultant să fie sub valoarea de menținere. Schema de principiu, prezentată în fig. 11-13, constă dintr-un circuit conținând un întrerupător (realizat, de obicei, cu tranzistoare) și o baterie, în paralel cu tiristorul. Când tiristorul conduce, întrerupătorul este deschis (fig. (a)). Pentru a bloca tiristorul, se închide întrerupătorul, conectând bateria la bornele tiristorului și prin aceasta forțând curentul să circule în sensul opus celui direct (fig. (b)). Valorile uzuale ale timpului de stingere sunt cuprinse între câteva microsecunde și aproximativ 30 μs.



(a) (b)

FIGURA 11-12

Blocarea tiristorului prin întreruperea curentului anodic.



(a) În conducție (b) În blocare

FIGURA 11-13

Blocarea tiristorului prin comutare forțată.

Caracteristicile și parametrii tiristoarelor

În continuare se definesc câteva dintre cele mai importante caracteristici și parametri ai tiristoarelor. Unii dintre aceștia apar în graficul din fig. 11-11(a).

Tensiunea directă de întoarcere, $V_{BR(F)}$ Este tensiunea începând de la care tiristorul intră în regiunea de conducție directă. Valoarea $V_{BR(F)}$ este maximă la $I_G = 0$, fiind notată $V_{BR(F0)}$. Dacă se mărește curentul de poartă, $V_{BR(F)}$ scade, fiind notată $V_{BR(F1)}$, $V_{BR(F2)}$ ș.a.m.d., corespunzător creșterii în trepte a curentului de poartă (I_{G1}, I_{G2} ș.a.m.d.).

Curentul de menținere, I_H Este valoarea curentului anodic sub care tiristorul comută din regiunea de conducție directă în cea de blocare directă. Valoarea lui crește când I_G ia valori din ce în ce mai mici și este maximă la $I_G = 0$.

Curentul de poartă de amorsare,* I_{GT} Este valoarea curentului de poartă necesară pentru ca tiristorul să comute din regiunea de blocare directă în cea de conducție directă, în anumite condiții.

*Curentul direct mediu**,* $I_{F(med)}$ Este curentul continuu anodic maxim pe care îl poate suporta dispozitivul în starea de conducție, în anumite condiții.

Regiunea de conducție directă Această regiune corespunde condițiilor în care tiristorul conduce, adică între anod și catod circulă un curent direct prin rezistența foarte mică (aproximată la zero) a tiristorului.

Regiunile de blocare directă și inversă Aceste regiuni corespund condițiilor de blocare, când circulația curentului între anod și catod este blocată, practic, de întreruperea circuitului prin tiristor.

Tensiunea inversă de străpungere, $V_{BR(R)}$ Acest parametru reprezintă valoarea tensiunii inverse, dintre catod și anod, la care dispozitivul pătrunde în regiunea de avalanșă și începe să conducă necontrolat (similar diodei cu joncțiune *pn*).

---

* În limba engleză, *gate trigger current*. (n.t.)

** În limba engleză, *average forward current*, $I_{F(avg)}$. (n.t.)

SECȚIUNEA 11-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este un tiristor?
2. Enumerați terminalele tiristorului.
3. Cum poate fi adus în conducție un tiristor?
4. Cum poate fi blocat un tiristor aflat în conducție?

11-3 APLICAȚII ALE TIRISTOARELOR

Tiristoarele și-au găsit multiple aplicații în sfera comenzii circuitelor de putere și în cea a circuitelor de comutație. În continuare sunt descrise câteva aplicații elementare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați câteva aplicații ale tiristoarelor

- Să explicați modul în care se comandă curentul prin intermediul tiristoarelor
- Să descrieți modul în care se comandă un redresor de putere mono-alternanță
- Să explicați un circuit simplu de comandă în fază
- Să prezentați modul în care funcționează un tiristor într-un sistem ce asigură iluminatul în cazul întreruperii accidentale a furnizării energiei
- Să explicați protecția la supratensiuni

Comanda conectării și deconectării

Figura 11-14 prezintă un circuit cu tiristor care permite conectarea în circuit a unei sarcini prin închiderea temporară a întrerupătorului K1 și deconectarea acelei sarcini din circuit prin închiderea temporară a întrerupătorului K2.

Considerând că, inițial, tiristorul nu conduce, prin închiderea temporară a întrerupătorului K1 se aplică pe poartă un impuls de curent, amorsând astfel tiristorul, care va permite curentului să circule prin R_S. Tiristorul rămâne în conducție și după ce închiderea de scurtă durată a lui K1 încetează. Dacă se închide K2 pentru scurt timp, circuitul tiristorului va fi decuplat prin scurtcircuitare la masă, curentul anodic reducându-se astfel la o valoare sub cea de menținere, I_H. Ca urmare, tiristorul se blochează și curentul prin sarcină devine zero.

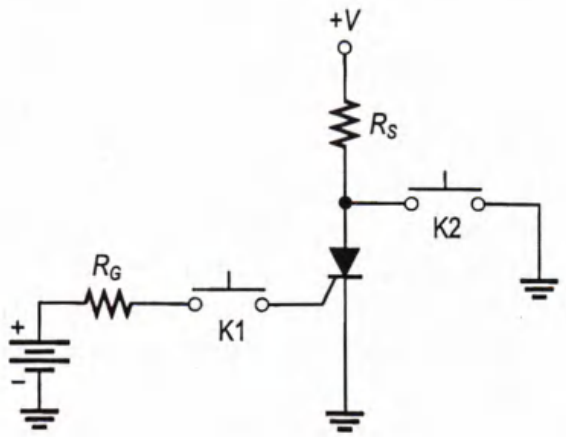


FIGURA 11-14

Circuit cu tiristor pentru comanda conectării și deconectării.

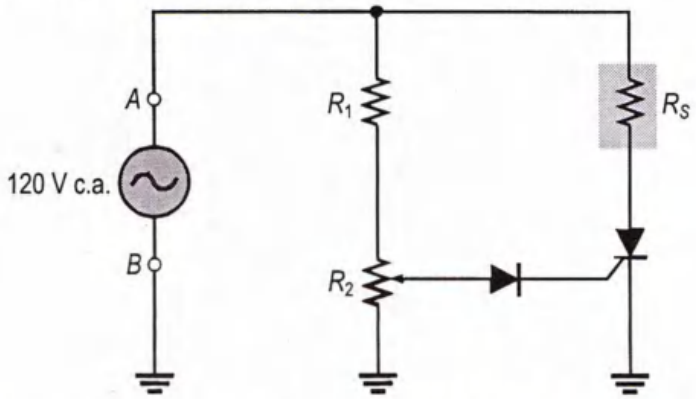
Comanda unui redresor de putere mono-alternanță

O aplicație la scară largă a tiristoarelor este reglarea curentului alternativ de alimentare a instalațiilor de iluminat, a aparatelor electrice de încălzit și a motoarelor electrice.

În fig. 11-15 este prezentat un circuit de redresare mono-alternanță cu rezistență variabilă și comandă în fază. La bornele A și B se aplică o tensiune alternativă de 120* V; R_S reprezintă rezistența de sarcină (de exemplu, cea a unui aparat electric de încălzit sau filamentul unui bec). R_1 este un rezistor de limitare a curentului, iar prin intermediul potențiometrului R_2 se fixează nivelul de amorsare a tiristorului. Prin reglarea corespunzătoare a lui R_2, tiristorul poate fi amorsat în oricare punct al semialternanței pozitive a tensiunii dintre 0° și 90°, cum observați în fig. 11-16.

FIGURA 11-15

Circuit de redresare mono-alternanță, cu rezistență variabilă și comandă în fază.



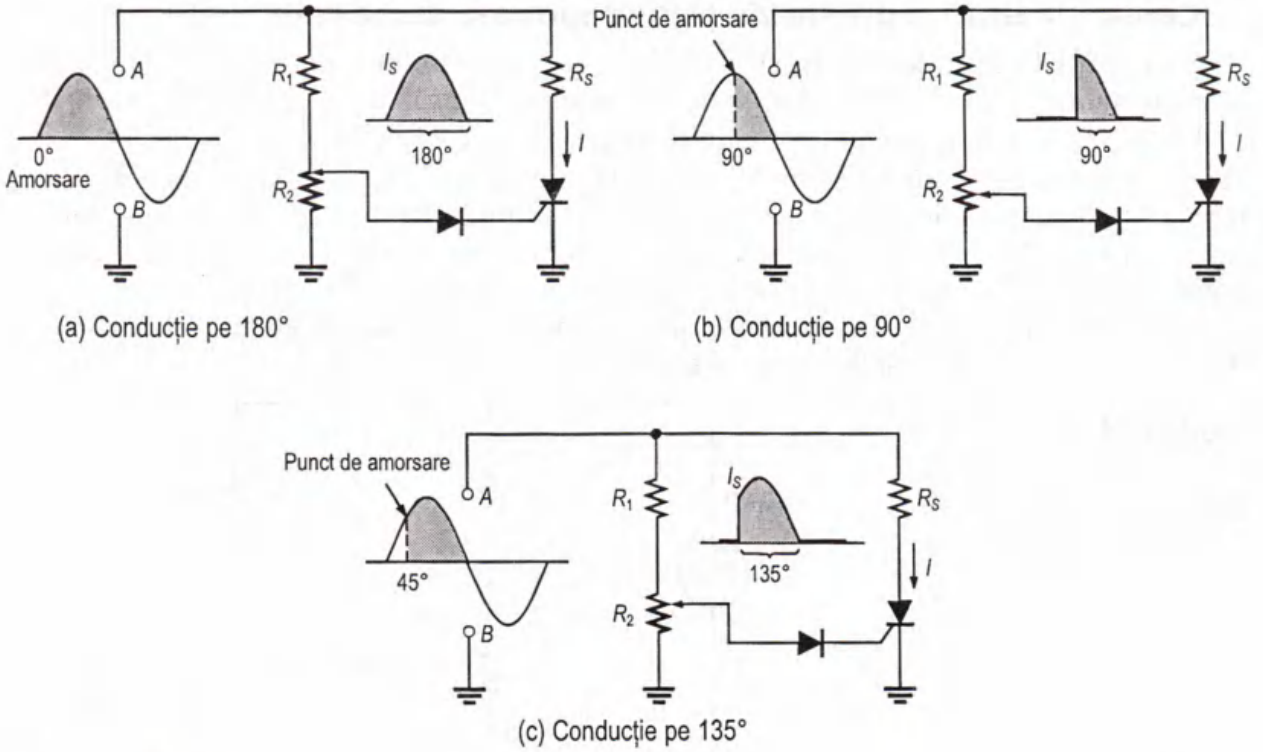
Când tiristorul este amorsat foarte aproape de începutul semialternanței pozitive (la aproximativ 0°), ca în fig. 11-16(a), el conduce pe aproximativ 180°, furnizând în sarcină puterea maximă. Dacă tiristorul se deschide în apropierea vârfului semialternanței pozitive (la 90°), ca în fig. 11-16(b), el conduce pe aproximativ 90°, furnizând în sarcină o putere mai mică. Prin reglarea potențiometrului R_2, amorsarea poate fi produsă oriunde între aceste două extreme și, în consecință, poate fi furnizată în sarcină o putere variabilă. În fig. 11-16(c) este prezentat, ca exemplu, cazul amorsării la 45°. Când tensiunea alternativă devine negativă, tiristorul se blochează și nu mai conduce până când se atinge punctul de amorsare din următoarea semialternanță pozitivă. Dioda împiedică aplicarea semialternanței negative a tensiunii pe poarta tiristorului.

Sistem de iluminat de avarie

Pentru a studia și alt exemplu de utilizare a tiristoarelor, să considerăm cazul unui circuit ce asigură iluminarea, în cazul unei avarii a rețelei energetice, de la un acumulator de rezervă. În fig. 11-17 este prezentat un redresor dublă alternanță cu priză mediană, utilizat pentru alimentarea unei lămpi electrice de joasă tensiune. Cât timp energia de c.a. este furnizată neîntrerupt, acumulatorul se încarcă prin dioda D_3 și prin R_1.

Tensiunea din catodul tiristorului este determinată de încărcarea condensatorului până la valoarea de vârf a tensiunii alternative redresate dublă alternanță (6,3 V ef., din care se scad căderile de tensiune pe R_2 și D_1). Pe anod se aplică tensiunea de 6 V de la acumulator, anodul fiind, în aceste condiții, mai puțin pozitiv decât catodul, deci tiristorul nu poate intra în conducție. Pe poarta tiristorului se aplică tensiunea obținută prin intermediul divizorului format din R_2 și R_3. În aceste condiții, lampa luminează datorită energiei primite de la rețeaua de c.a., iar tiristorul este blocat – situație ilustrată în fig. 11-17(a).

* 120 V este tensiunea rețelei de c.a. pentru consum casnic din SUA, de unde provine lucrarea de față. (n.t.)



(a) Conducție pe 180°

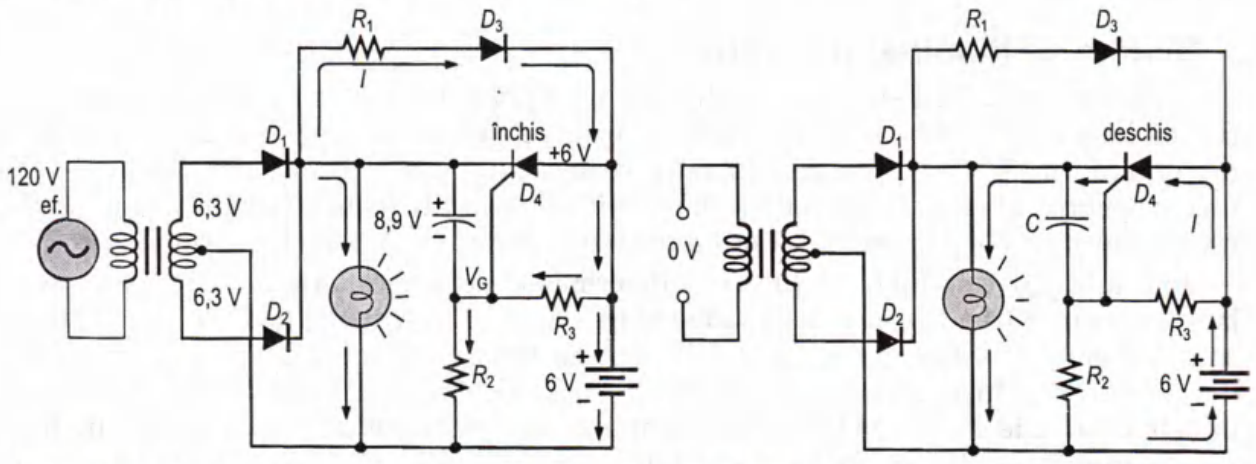
(b) Conducție pe 90°

(c) Conducție pe 135°

FIGURA 11-16

Funcționarea circuitului cu comandă în fază.

Când se întrerupe furnizarea energiei electrice prin rețeaua de alimentare cu c.a., condensatorul se descarcă prin circuitul închis D_3, R_1 și R_3, iar catodul devine mai puțin pozitiv decât anodul și poarta. Astfel se creează condiția de amorsare și tiristorul începe să conducă. Curentul furnizat de acumulator circulă prin tiristor și prin lampă, asigurând continuitatea iluminării – situație ilustrată în fig. 11-17(b). Când furnizarea energiei de la rețea se restabilește, condensatorul se încarcă din nou și blochează tiristorul, iar acumulatorul începe să se reîncarce.



(a) cu energie de c.a. de la rețeaua de distribuție

(b) cu energie de la acumulatorul de rezervă (fără energie de la rețea)

FIGURA 11-17

Circuit automat de iluminare în caz de avarie.

Circuit de protecție la supratensiune

În fig. 11-18 este prezentat un circuit simplu de protejare la supratensiune a unei surse de alimentare cu c.c. Tensiunea continuă de ieșire a stabilizatorului se regăsește pe dioda Zener D_1 și pe divizorul de tensiune rezistiv (format din R_1 și R_2). Limita superioară a tensiunii de ieșire este stabilită de tensiunea Zener. Dacă se depășește această tensiune, dioda Zener intră în conducție și, prin divizorul de tensiune, furnizează o tensiune de amorsare tiristorului, care intră, la rândul lui, în conducție. Tiristorul este conectat la tensiunea rețelei de alimentare. Curentul absorbit de tiristor provoacă arderea siguranței, sursa de alimentare fiind deconectată astfel de la rețea.

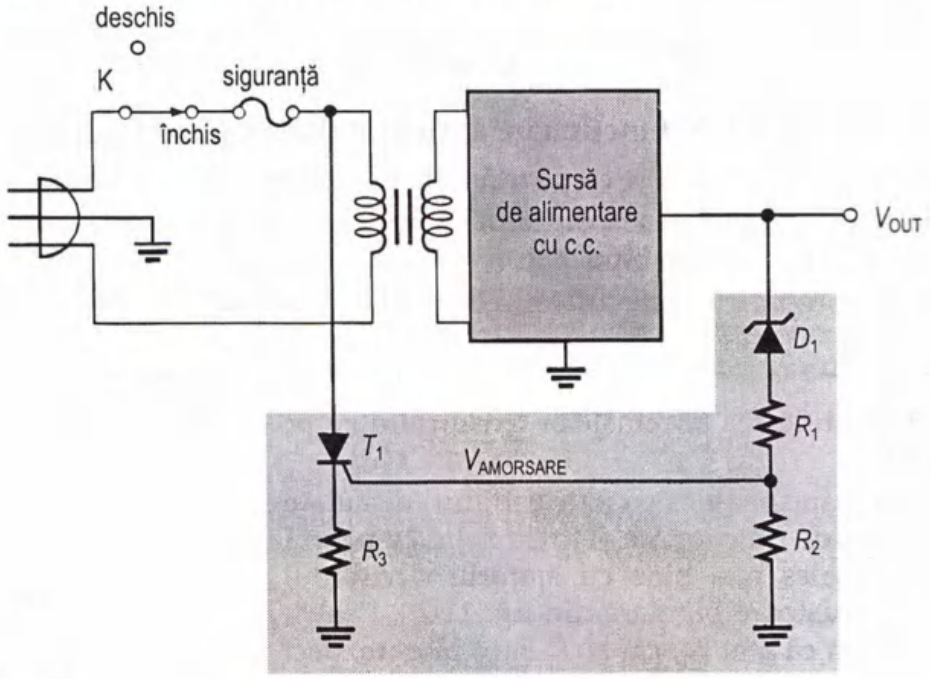


FIGURA 11-18

Circuit simplu cu tiristor pentru protecție la supratensiune (în zona haşurată).

SECȚIUNEA 11-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Dacă potențiometrul din fig. 11-16 este fixat la valoarea de mijloc, în care zonă a perioadei tensiunii de intrare va conduce tiristorul?
2. Ce rol are dioda D_3 din fig. 11-17?

11-4 TIRISTORUL CU POARTĂ DUBLĂ

Tiristorul cu poartă dublă* are structura similară cu tiristorul cu un singur terminal de poartă, cu excepția faptului că are două terminale de poartă: poarta anodului și poarta catodului. Tiristorul cu poartă dublă poate fi comutat în ambele sensuri de la oricare dintre cele două terminale de poartă. Amintiți-vă că tiristorul cu un singur terminal de poartă poate fi amorsat numai prin terminalul de poartă. De obicei, tiristoarele cu poartă dublă sunt realizate pentru puteri mai mici decât cele cu un singur terminal de poartă.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți principiul de funcționare al tiristorului cu poartă dublă

- ▶ Să recunoașteți un tiristor cu poartă dublă după simbolul utilizat în scheme
- ▶ Să descrieți funcționarea tiristorului cu poartă dublă cu ajutorul circuitului echivalent cu tranzistoare bipolare
- ▶ Să faceți comparația între tiristorul cu un singur terminal de poartă și cel cu poartă dublă

Simbolul și identificarea terminalelor **tiristorului cu poartă dublă** sunt cele prezentate în fig. 11-19.

Ca și în cazul dispozitivelor cu patru straturi discutate anterior, principiul de funcționare al tiristorului cu poartă dublă poate fi înțeles mai bine cu ajutorul circuitului echivalent cu tranzistoare bipolare din fig. 11-20. Pentru început considerăm că atât T_1, cât și T_2 sunt blocate, deci tiristorul cu poartă dublă nu este în conducție. Un impuls pozitiv aplicat pe poarta catodului determină intrarea în conducție a tranzistorului T_2, care închide circuitul curentului de bază aferent tranzistorului T_1. Când T_1 intră în conducție, curentul său de colector formează curentul de bază al lui T_2, susținând astfel starea de conducție a dispozitivului. Această buclă de regenerare este similară celor întâlnite la amorsarea tiristorului cu o singură poartă și a diodei Shockley, iar ilustrarea ei se poate observa în fig. 11-20(a).

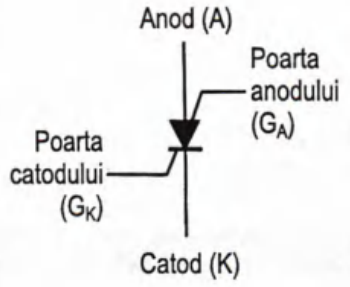


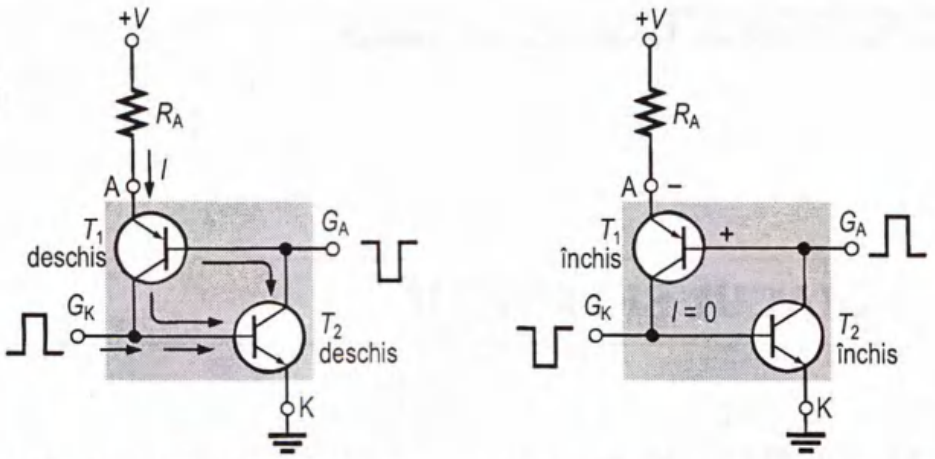
FIGURA 11-19
Tiristorul cu poartă dublă.

Tiristorul cu poartă dublă mai poate fi amorsat prin aplicarea unui impuls negativ pe poarta anodului, cum arată fig. 11-20(a). Acesta determină intrarea în conducție a tranzistorului T_1, care, la rândul lui, furnizează curentul de bază pentru T_2. Când T_2 începe să conducă, închide circuitul curentului de bază al tranzistorului T_1, susținând astfel conducția.

* În original, *silicon-controlled switch* (comutator de siliciu comandat), prescurtat *SCS*. (n.t.)

FIGURA 11-20

Funcționarea tiristorului cu poartă dublă.



(a) *Amorsare*: Impuls pozitiv pe G_K *sau* impuls negativ pe G_A

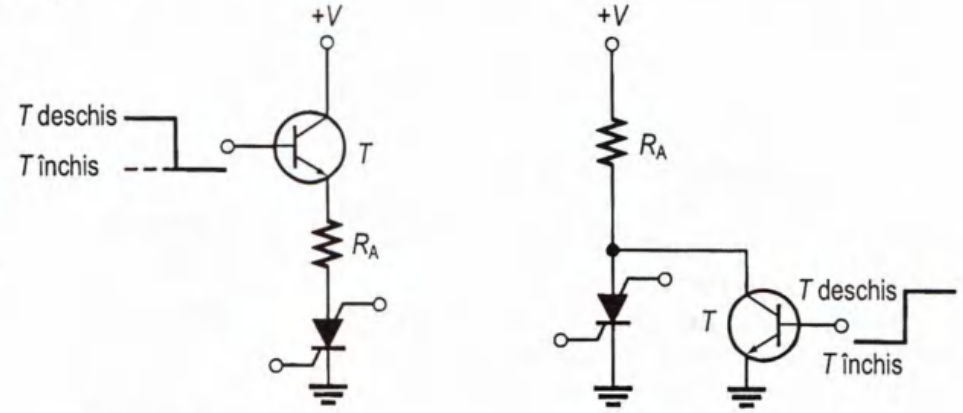
(b) *Blocare*: Impuls pozitiv pe G_A *sau* impuls negativ pe G_K

Pentru blocarea tiristorului cu poartă dublă, pe poarta anodului se aplică un impuls pozitiv. Astfel, joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 devine polarizată invers și T_1 se blochează. La rândul lui, și T_2 se blochează, iar tiristorul încetează să conducă, așa cum arată fig. 11-20(b). Dispozitivul mai poate fi blocat prin aplicarea unui impuls negativ pe poarta catodului, cum se observă în fig. (b). În mod normal, tiristorul cu poartă dublă are timpul de stingere mai mic decât tiristorul cu un singur terminal de poartă.

În afară de aplicarea unui impuls pozitiv pe poarta anodului sau a unui impuls negativ pe poarta catodului, mai există și alte metode pentru blocarea unui tiristor cu poartă dublă. În fig. 11-21(a) și (b) sunt prezentate două metode de comutare, prin care curentul anodic este redus sub valoarea de menținere. În ambele cazuri, tranzistorul bipolar se comportă ca un întrerupător.

FIGURA 11-21

Întrerupătorul realizat cu tranzistor, atât în configurație serie, cât și paralel, scade valoarea I_A sub I_H și blochează tiristorul.



(a) Blocarea tiristorului cu întrerupător serie

(b) Blocarea tiristorului cu întrerupător paralel

Aplicații

Tiristoarele – fie cu un terminal de poartă, fie cu două – au aplicații asemănătoare. Cele cu două terminale prezintă, ca avantaje, un timp de stingere mai scurt și posibilitatea blocării prin aplicarea de impulsuri pe oricare dintre terminalele de poartă; sunt însă dezavantajate față de cele cu un singur terminal de poartă din punctul de vedere al valorilor maxime ale curentului și tensiunii. Tiristoarele cu poartă dublă sunt uneori folosite în aplicații digitale cum ar fi: numărătoare, registre și circuite de temporizare.

SECȚIUNEA 11-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebesc tiristoarele cu poartă dublă de cele cu un singur terminal de poartă?
2. Cum poate fi amorsat un tiristor cu poartă dublă?
3. Prezentați patru metode prin care poate fi blocat un tiristor cu poartă dublă aflat în conducție.

11-5 DIACUL ŞI TRIACUL

Atât diacul, cât și triacul sunt dispozitive cu cinci straturi semiconductoare, care pot conduce în ambele sensuri (bilateral). Ele se deosebesc prin faptul că diacul are două terminale, iar triacul – trei, al treilea fiind terminalul de poartă. Funcționarea diacului seamănă, în principiu, cu cea a două diode Shockley conectate în paralel, în sensuri opuse. Funcționarea triacului este similară celei a două tiristoare conectate în paralel, în sensuri opuse și cu terminalul de poartă comun.

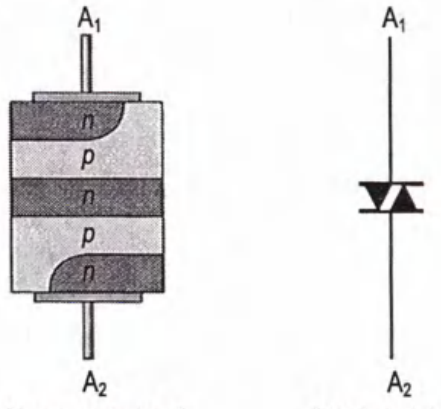
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți structura de bază a diacurilor și triacurilor și modul lor de funcționare

- Să recunoașteți un diac și un triac după simbolurile folosite în scheme
- Să prezentați circuitul echivalent și condițiile de polarizare
- Să interpretați graficul caracteristicii
- Să prezentați o aplicație

Diacul

Structura de bază a **diacului** și simbolul cu care se reprezintă în scheme sunt cele din fig. 11-22. Observați că apar două terminale, notate A_1 și A_2. Diacul intră în conducție când se atinge tensiunea de întoarcere, indiferent de polaritatea terminalelor. Graficul din fig. 11-23 ilustrează această caracteristică. După depășirea tensiunii de întoarcere, sensul curentului depinde de polaritatea tensiunii aplicate pe terminale. Dispozitivul se blochează când curentul scade sub valoarea de menținere.



(a) Structura de bază (b) Simbolul

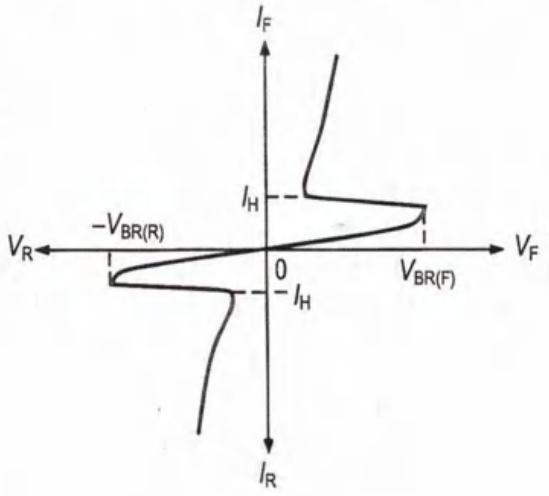
FIGURA 11-22
Diacul.

Circuitul echivalent al diacului cuprinde patru tranzistoare conectate ca în fig. 11-24(a). Când diacul este polarizat ca în fig. 11-24(b), structura *pnpn* dintre A_1 și A_2 funcționează după modelul cunoscut de la dioda Shockley. În circuitul echivalent, T_1 și T_2 sunt polarizate direct, iar T_3 și T_4 sunt polarizate invers. În aceste condiții de polarizare, dispozitivul lucrează în regiunea din dreapta-sus a curbei din fig. 11-23. Când diacul este polarizat ca

în fig. 11-24(c), se lucrează cu structura *pnpn* de la A_2 la A_1. În circuitul echivalent, T_3 și T_4 sunt polarizate direct, iar T_1 și T_2 sunt polarizate invers. În aceste condiții de polarizare, dispozitivul lucrează în regiunea din stânga-jos a curbei din fig. 11-23.

FIGURA 11-23

Graficul caracteristicii diacului.



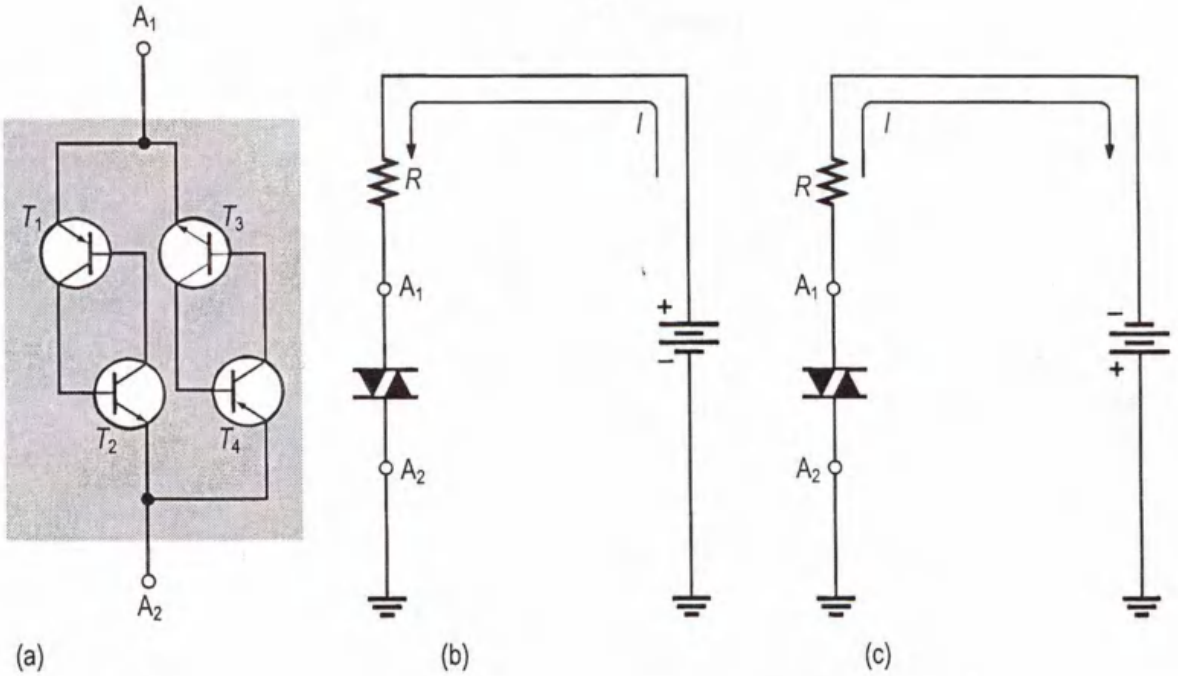


FIGURA 11-24

Circuitul echivalent al diacului şi condițiile de polarizare.

Triacul

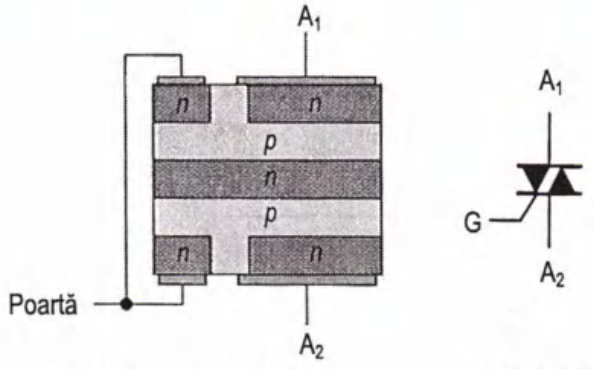
Triacul este ca un diac cu un terminal de poartă. El poate fi amorsat prin aplicarea pe poartă a unui impuls de curent și nu necesită atingerea tensiunii de întoarcere pentru a intra în conducție, ca în cazul diacului. În principiu, triacul poate fi considerat ca fiind pur și simplu format din două tiristoare conectate în paralel, în sensuri opuse și având terminalul de poartă comun. Spre deosebire de tiristor, triacul poate conduce, după amorsare, în oricare sens, în funcție de polaritatea tensiunii aplicate între terminalele A_1 și A_2. În fig. 11-25(a) și (b) sunt prezentate structura de bază a triacului și simbolul uti-

lizat în scheme. Graficul caracteristicii este cel din fig. 11-26. Remarcați că potențialul de întoarcere scade la creșterea curentului de poartă, ca și în cazul tiristoarelor.

Ca și celelalte dispozitive cu patru straturi, triacul încetează să conducă atunci când curentul anodic scade sub valoarea curentului de menținere, I_H. Singura modalitate de a bloca un triac este de a reduce curentul până la un nivel suficient de scăzut.

În fig. 11-27 este prezentat un triac amorsat pentru a conduce în ambele sensuri. În fig. (a), tensiunea de polarizare este aplicată astfel încât terminalul A_1 să fie pozitiv față de A_2, iar triacul să conducă în sensul marcat când este amorsat prin aplicarea unui impuls pozitiv pe terminalul de poartă. Circuitul echivalent cu tranzistoare din fig. (b) arată că T_1 și T_2 conduc dacă se aplică un impuls de amorsare pozitiv. În fig. (c), prin polarizare, terminalul A_2 este pozitiv față de A_1, iar triacul conduce în sensul marcat. În cazul acesta, T_3 și T_4 conduc, după aplicarea unui impuls de amorsare pozitiv, așa cum arată fig. (d).

FIGURA 11-25
Triacul.



(a) Structura de bază (b) Simbolul

FIGURA 11-26
Graficul caracteristicilor triacului.

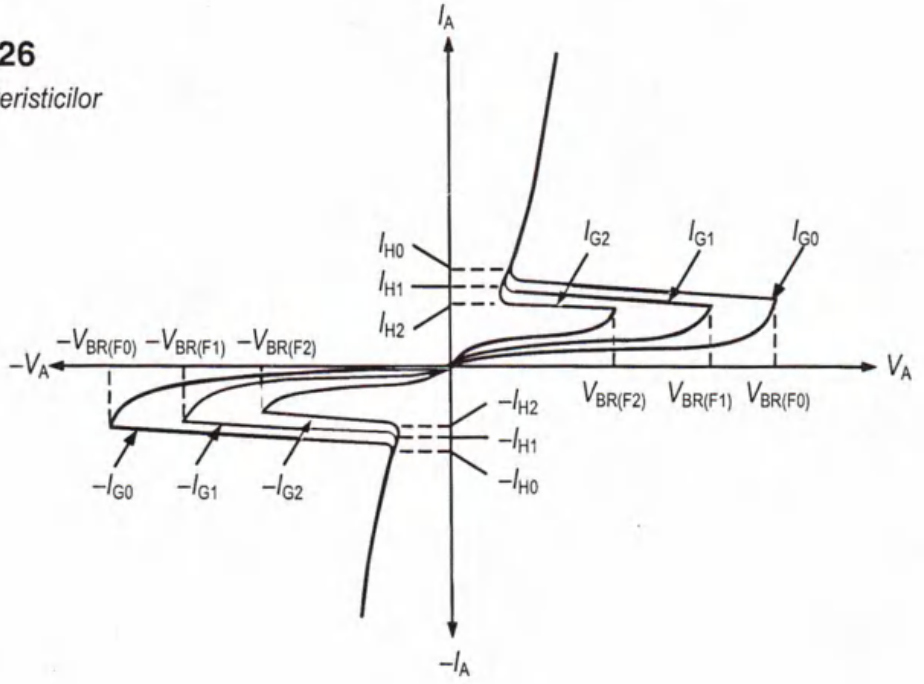
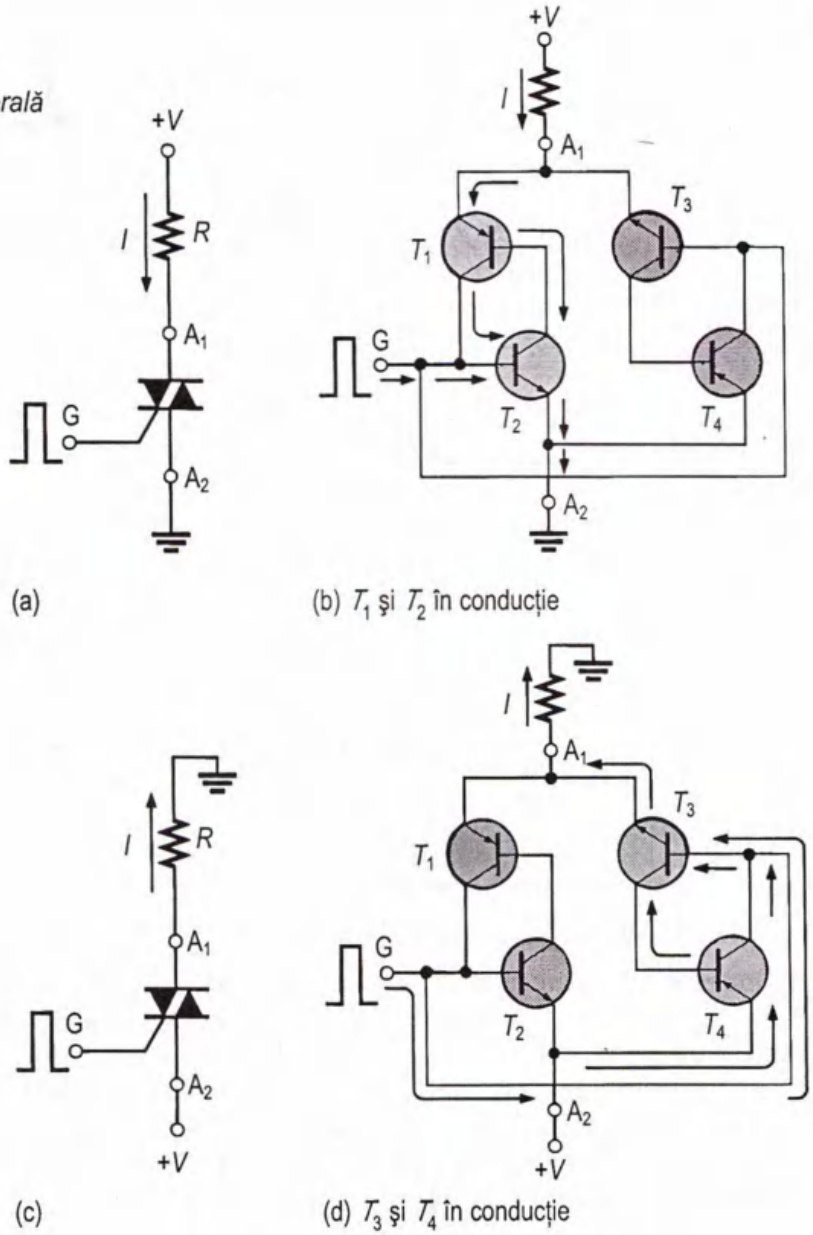


FIGURA 11-27

Funcționarea bilaterală a triacului.



Aplicații

Ca și tiristorul, triacul este utilizat pentru a regla puterea medie furnizată unei sarcini prin metoda comenzii în fază. Triacul poate fi amorsat astfel încât puterea de c.a. să fie transmisă sarcinii doar pe o anumită porțiune – reglabilă – din fiecare semiperioadă. În fiecare semialternanță pozitivă a tensiunii alternative, triacul este blocat pe un anumit interval, numit *unghi de întârziere* (măsurat în grade), apoi este amorsat și lasă curentul să circule prin sarcină pe restul semialternanței pozitive, numit *unghi de conducție*. Comportarea este similară pentru semialternanța negativă, cu excepția faptului că, desigur, curentul circulă prin sarcină în sensul opus. Figura 11-28 ilustrează acest mod de funcționare.

În fig. 11-29(a) este prezentat un exemplu de comandă în fază folosind un triac. Diodele au rolul de a furniza impulsuri de amorsare către poarta triacului. Dioda D_1 conduce pe semialternanța pozitivă. Prin intermediul potențiometrului R_1 se stabilește punctul semialternanței pozitive în care se produce amorsarea triacului. Remarcați că în această porțiune a sinusoidei, A_1 și G sunt pozitive față de A_2.

FIGURA 11-28

Principiul comenzii în fază cu triac.

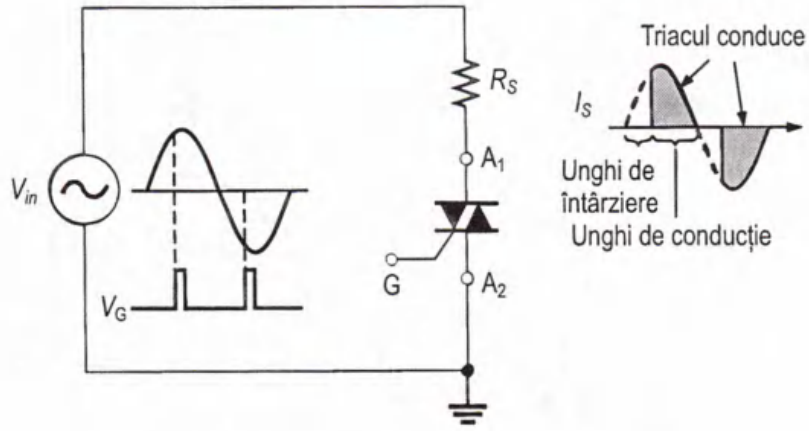
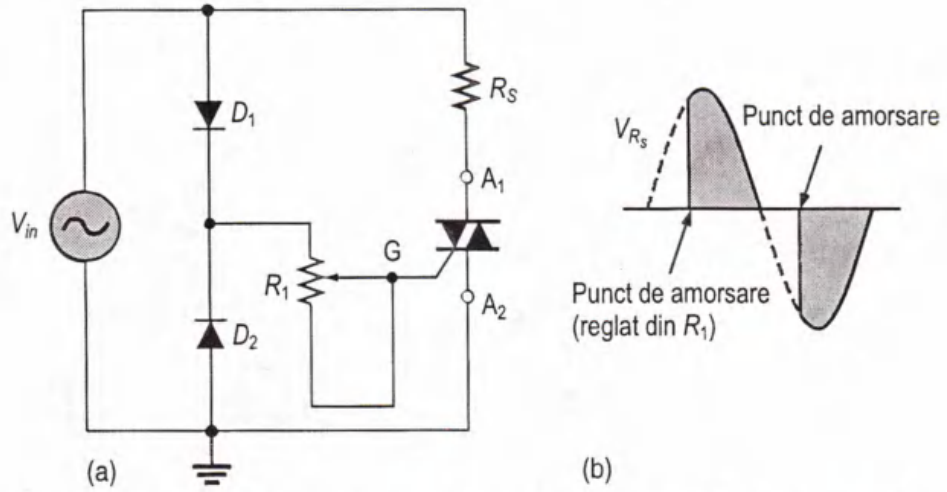


FIGURA 11-29

Circuit de comandă în fază cu triac.

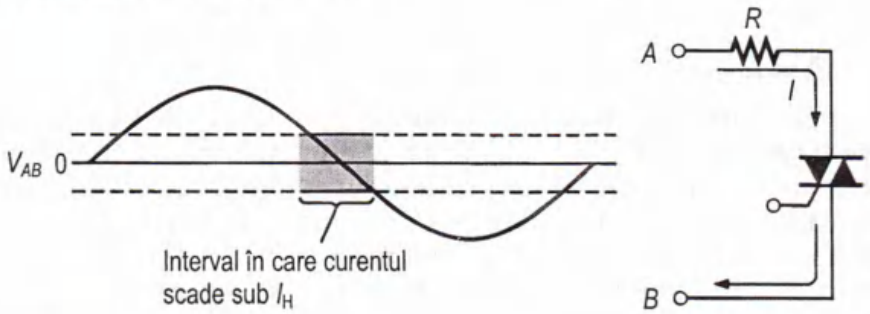


Dioda D_2 conduce pe semialternanța negativă, iar prin R_1 se stabilește punctul de amorsare. Remarcați că pe această porțiune a sinusoidei A_2 și G sunt pozitive față de A_1. Forma de undă obținută pe R_S este cea din fig. 11-29(b).

Circuitul de comandă în fază necesită ca triacul să se blocheze la sfârșitul fiecărei semialternanțe pozitive și al fiecărei semialternanțe negative. În fig. 11-30 se observă că în jurul fiecărei treceri prin 0 există un interval în care curentul prin triac scade sub valoarea de menținere, blocând astfel dispozitivul.

FIGURA 11-30

Intervalul în care triacul este blocat.



SECȚIUNEA 11-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Faceți o comparație între diac și dioda Shockley din punctul de vedere al principiului de funcționare.
2. Faceți o comparație între triac și tiristor din punctul de vedere al principiului de funcționare.
3. Prin ce se deosebesc diacul și triacul?

11-6 TRANZISTORUL UNIJONCȚIUNE (TUJ)

Tranzistorul unijoncțiune nu aparține familiei dispozitivelor cu structură *pnpn* deoarece structura sa nu prezintă cele patru straturi. Cuvântul „unijoncțiune" desemnează faptul că TUJ conține o singură joncțiune *pn*. Așa cum arătăm în continuare, TUJ este utilizat pentru realizarea anumitor tipuri de oscilatoare și ca dispozitiv de amorsare în circuitele cu dispozitive *pnpn*.

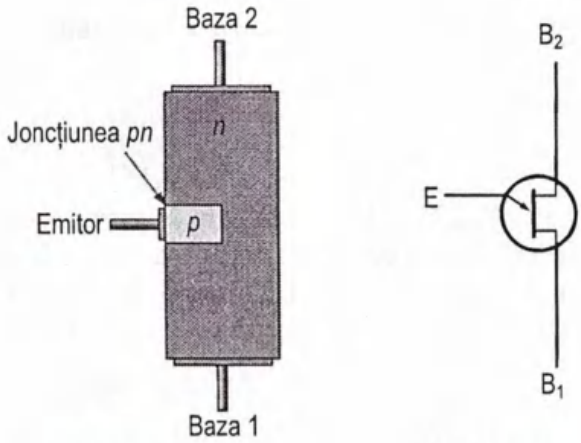
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți structura de bază a unui TUJ și principiul lui de funcționare

- Să recunoașteți simbolul de TUJ
- Să desenați circuitul echivalent
- Să explicați de ce TUJ nu face parte din familia dispozitivelor cu structură *pnpn*
- Să definiți parametrul η
- Să analizați funcționarea unui oscilator de relaxare cu TUJ

Tranzistorul unijoncțiune (TUJ) este un dispozitiv cu trei terminale, a cărui structură de principiu este prezentată în fig. 11-31(a); în scheme se reprezintă prin simbolul din fig. 11-31(b). Observați că terminalele sunt denumite emitor (E), baza 1 (B_1) și baza 2 (B_2). Atenție: nu confundați acest simbol cu cel al unui JFET! *Diferența dintre cele două simboluri constă în faptul că, la TUJ, suportul săgeții este înclinat.* Tranzistorul unijoncțiune are o singură joncțiune *pn* și din această cauză caracteristicile lui diferă foarte mult atât de cele ale tranzistorului bipolar cu joncțiuni, cât și de cele ale tranzistorului cu efect de câmp, cum vom arăta în continuare.

FIGURA 11-31
Tranzistorul unijoncțiune (TUJ).



(a) Structura de bază (b) Simbolul

Circuitul echivalent

Circuitul echivalent al TUJ, din fig. 11-32(a), facilitează înțelegerea principiului de funcționare. Dioda reprezintă joncțiunea *pn*, r'_{B1} reprezintă rezistența dinamică internă a barei de siliciu dintre emitor și baza 1, iar r'_{B2} reprezintă rezistența dinamică dintre emitor și baza 2. Suma $r'_{B1} + r'_{B2}$ constituie rezistența totală dintre terminalele de bază și este denumită *rezistență interbaze*, r'_{BB}.

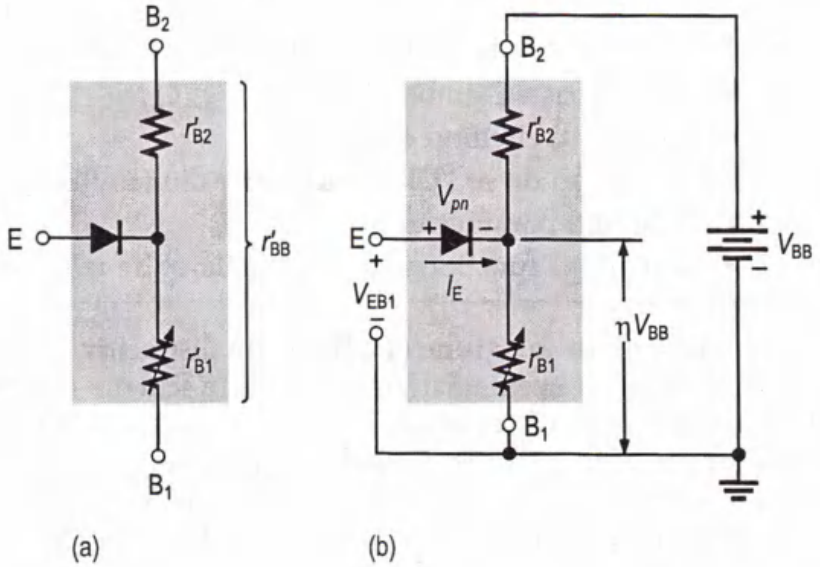
$$r'_{BB} = r'_{B1} + r'_{B2}$$

Valoarea rezistenței r'_{B1} variază invers proporțional cu curentul de emitor I_E și, în consecință, este reprezentată în figură ca o rezistență variabilă. În funcție de I_E, r'_{B1} poate lua valori de la câțiva kiloohmi la câteva zeci de ohmi. Când dispozitivul este polarizat ca în fig. 11-32(b), rezistențele interne r'_{B1} și r'_{B2} formează un divizor de tensiune. Căderea de tensiune pe rezistența r'_{B1} are expresia:

$$V_{r'_{B1}} = \left(\frac{r'_{B1}}{r'_{BB}}\right) V_{BB}$$

FIGURA 11-32

Circuitul echivalent al tranzistorului unijoncțiune.



Parametrul η

Raportul r'_{B1}/r'_{BB} este o caracteristică a tranzistoarelor unijoncțiune și este denumit **parametru η*** intrinsec.

$$\eta = \frac{r'_{B1}}{r'_{BB}} \qquad (11\text{-}2)$$

Atâta timp cât tensiunea V_{EB1}, aplicată în emitor, este mai mică decât $V_{r'_{B1}} + V_{pn}$, nu există curent de emitor deoarece joncțiunea *pn* nu este polarizată direct (V_{pn} este potențialul de barieră al joncțiunii *pn*). Valoarea tensiunii din emitor pentru care joncțiunea *pn* devine polarizată direct este numită tensiune de pisc**, V_P, și are expresia:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_{pn} \qquad (11\text{-}3)$$

Când V_{EB1} atinge valoarea V_P, joncțiunea *pn* devine polarizată direct și apare I_E. În bara de tip *n* se injectează goluri din emitorul de tip *p*. Creșterea numărului de goluri are drept consecință creșterea numărului de electroni liberi, deci conductivitatea dintre emitor și B_1 crește (scăzând r'_{B1}).

* În limba engleză, *standoff ratio* – raport de distanțare. (n.t.)

** În limba engleză, *peak-point voltage*. (n.t.)

După deschidere, TUJ lucrează într-o regiune de rezistență negativă până la o anumită valoare I_E, cum arată graficul caracteristicii din fig. 11-33. Observați că, după atingerea valorii de pisc ($V_E = V_P$ și $I_E = I_P$), V_E scade pe măsură ce I_E continuă să crească, generând astfel caracteristica de rezistență negativă. După depășirea punctului de vale* ($V_E = V_V$ și $I_E = I_V$), dispozitivul lucrează în saturație, iar V_E mai crește foarte puțin dacă I_E continuă să crească.

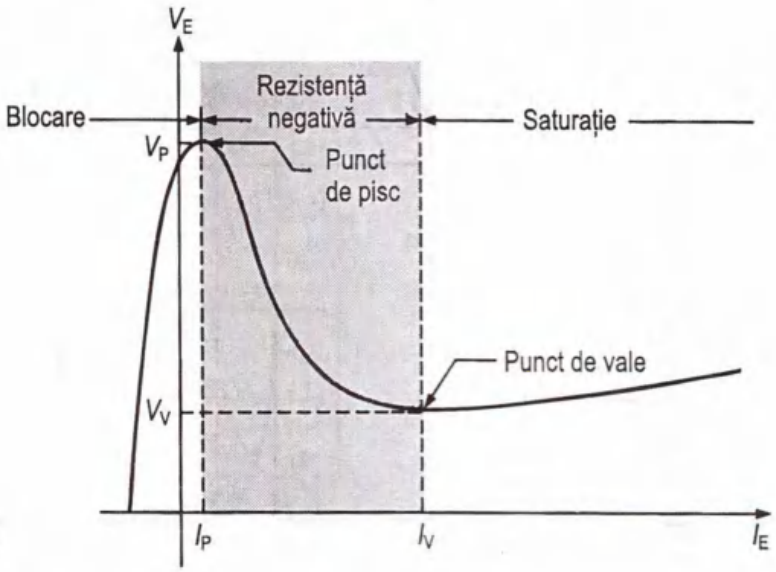


FIGURA 11-33
Graficul caracteristicii unui TUJ pentru o valoare V_{BB} fixă.

EXEMPLUL 11-3

În foaia de catalog a unui TUJ, $\eta = 0{,}6$. Calculați tensiunea de pisc din emitor, V_P, dacă $V_{BB} = 20$ V.

Rezolvare

$$V_P = \eta V_{BB} + V_{pn} = 0{,}6(20\,\text{V}) + 0{,}7\,\text{V} = 12{,}7\,\text{V}$$

Exercițiu complementar Cum poate fi mărită tensiunea de pisc din emitorul unui TUJ?

O aplicație a TUJ

TUJ poate fi utilizat ca dispozitiv de amorsare pentru tiristoare și triacuri. Alte aplicații sunt: oscilatoare de semnal nesinusoidal, generatoare de tensiune „dinte de ferăstrău", comanda în fază și relee de timp. Ca exemplu de aplicație am ales oscilatorul de relaxare cu TUJ din fig. 11-34.

Iată cum funcționează. Când se alimentează în c.c., condensatorul C se încarcă exponențial prin R_1 până ce atinge tensiunea de pisc V_P. În acest punct, joncțiunea *pn* devine polarizată direct, iar caracteristica de emitor pătrunde în regiunea de rezistență negativă (V_E scade și I_E crește). Condensatorul se descarcă apoi rapid prin joncțiunea polarizată direct, r'_B și R_2. Când tensiunea de pe condensator scade până la valoarea punctului de vale, V_V, TUJ se închide, condensatorul începe să se încarce din nou și ciclul se repetă, cum arată forma de undă a tensiunii din emitor, din fig. 11-35 (sus). În timpul descărcării

* În limba engleză, *valley point*. (n.t.)

condensatorului, TUJ conduce. Ca urmare, pe R_2 apare o cădere de tensiune ce are forma de undă din fig. 11-35 (jos).

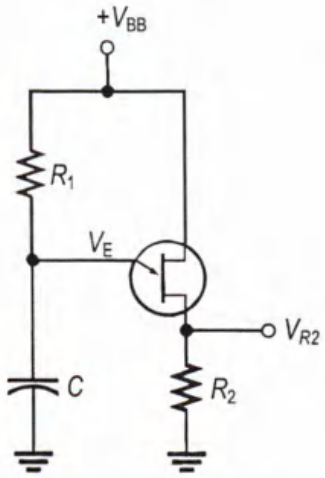


FIGURA 11-34
Oscilator de relaxare.

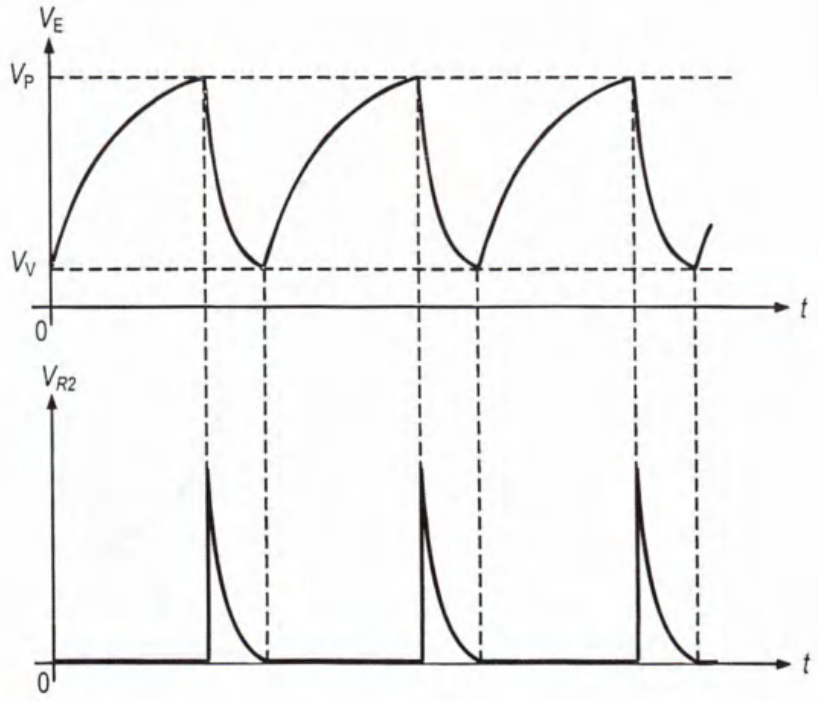


FIGURA 11-35
Formele de undă caracteristice oscilatorului de relaxare cu TUJ.

Condițiile de deschidere și închidere

Pentru oscilatorul de relaxare din fig. 11-34 trebuie îndeplinite câteva condiții pentru ca TUJ să se deschidă și să se închidă cu certitudine. În primul rând, în ceea ce privește deschiderea, în punctul de pisc, R_1 nu trebuie să limiteze I_E la o valoare mai mică decât I_P. Pentru a asigura respectarea acestei condiții, în punctul de pisc, căderea de tensiune pe R_1 trebuie să fie mai mare decât $I_P R_1$. Deci condiția de deschidere este:

$$V_{BB} - V_P > I_P R_1$$

sau

$$R_1 < \frac{V_{BB} - V_P}{I_P}$$

Pentru ca TUJ să se închidă cu certitudine în punctul de vale, R_1 trebuie să fie suficient de mare pentru ca I_E (în punctul de vale) să poată scădea sub valoarea fixă I_V. Aceasta înseamnă că în punctul de vale căderea de tensiune pe R_1 trebuie să fie mai mică decât $I_V R_1$. Prin urmare, condiția de închidere este:

$$V_{BB} - V_V < I_V R_1$$

sau

$$R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

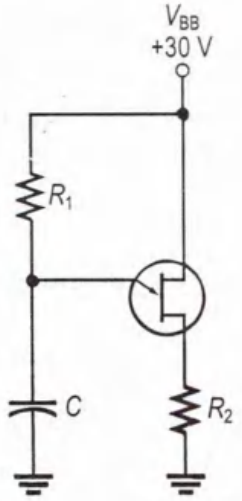
Deci pentru ca TUJ să se deschidă și să se închidă corect, R_1 trebuie să ia valori în intervalul:

$$\frac{V_{BB} - V_P}{I_P} > R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

EXEMPLUL 11-4

Pentru circuitul din fig. 11-36, determinați valoarea R_1 care asigură deschiderea și închiderea corectă a TUJ. Din caracteristica acestui TUJ am reținut următoarele valori: $\eta = 0{,}5$, $V_V = 1$ V, $I_V = 10$ mA, $I_P = 20$ μA și $V_P = 14$ V.

FIGURA 11-36



Rezolvare

$$\frac{V_{BB} - V_P}{I_P} > R_1 > \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

$$\frac{30\,\text{V} - 14\,\text{V}}{20\,\mu\text{A}} > R_1 > \frac{30\,\text{V} - 1\,\text{V}}{10\,\text{mA}}$$

$$800\,\text{k}\Omega > R_1 > 2{,}9\,\text{k}\Omega$$

După cum vedeți, domeniul de valori R_1 pentru care circuitul funcționează corect este destul de larg.

Exercițiu complementar Calculați valoarea rezistorului R_1 (fig. 11-36) care asigură condiții corespunzătoare de deschidere și închidere la următorii parametri: $\eta = 0{,}33$, $V_V = 0{,}8$ V, $I_V = 15$ mA, $I_P = 35$ μA și $V_P = 18$ V.

SECȚIUNEA 11-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Enumerați terminalele unui TUJ.
2. Ce este parametrul η?
3. Pentru un oscilator de relaxare cu TUJ, simplu, ca acela din fig. 11-34, care sunt cei trei factori ce determină perioada de oscilație?

11-7 TRANZISTORUL UNIJONCȚIUNE PROGRAMABIL (TUP)

Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP) este, ca structură, un tip de dispozitiv *pnpn*, neasemănându-se cu TUJ din acest punct de vedere. Singurul lucru pe care TUJ și TUP îl au în comun este faptul că TUP poate înlocui TUJ în unele tipuri de oscilatoare. TUP se aseamănă mai mult cu un tiristor, cu excepția faptului că, la TUP, tensiunea anod-poartă poate fi folosită atât pentru a deschide dispozitivul, cât și pentru a-l închide.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

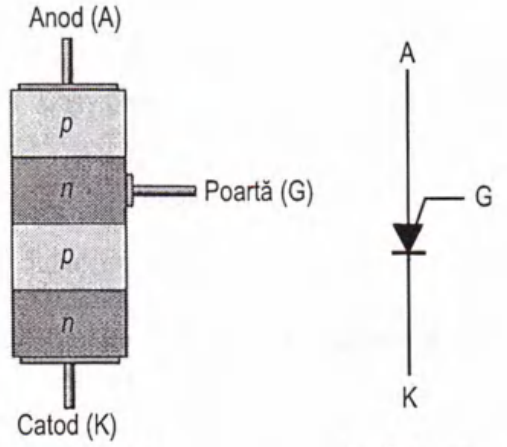
Să descrieți structura și funcționarea unui TUP

- ▶ Să comparați structura unui TUP cu cea a unui tiristor
- ▶ Să arătați deosebirea dintre un TUP și un TUJ
- ▶ Să explicați cum se stabilește tensiunea de amorsare a unui TUP
- ▶ Să prezentați o aplicație

Structura **tranzistorului unijoncțiune programabil (TUP)** este asemănătoare cu cea a unui tiristor (are patru straturi), însă poarta este realizată ca în fig. 11-37. Observați că poarta este conectată la regiunea *n* din vecinătatea anodului. Această joncțiune *pn* comandă stările de conducție și blocare ale dispozitivului. Prin polarizare, poarta este întotdeauna pozitivă față de catod. Când tensiunea din anod depășește tensiunea din poartă cu aproximativ 0,7 V, joncțiunea *pn* este polarizată direct și TUP se deschide. El rămâne în această stare până când tensiunea din anod scade iarăși sub nivelul de deschidere, blocând astfel dispozitivul.

FIGURA 11-37

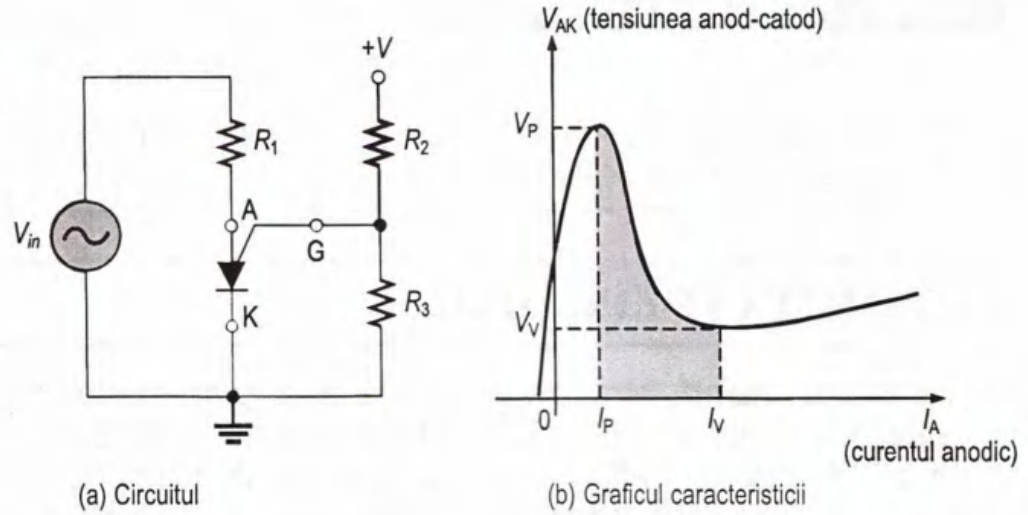
Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP).



(a) Structura de bază (b) Simbolul

Stabilirea tensiunii de amorsare

Poarta poate fi polarizată prin intermediul unui divizor de tensiune extern, ca în fig. 11-38(a), cu tensiune de valoarea dorită, iar atunci când tensiunea din anod depășește nivelul astfel „programat", TUP se deschide.



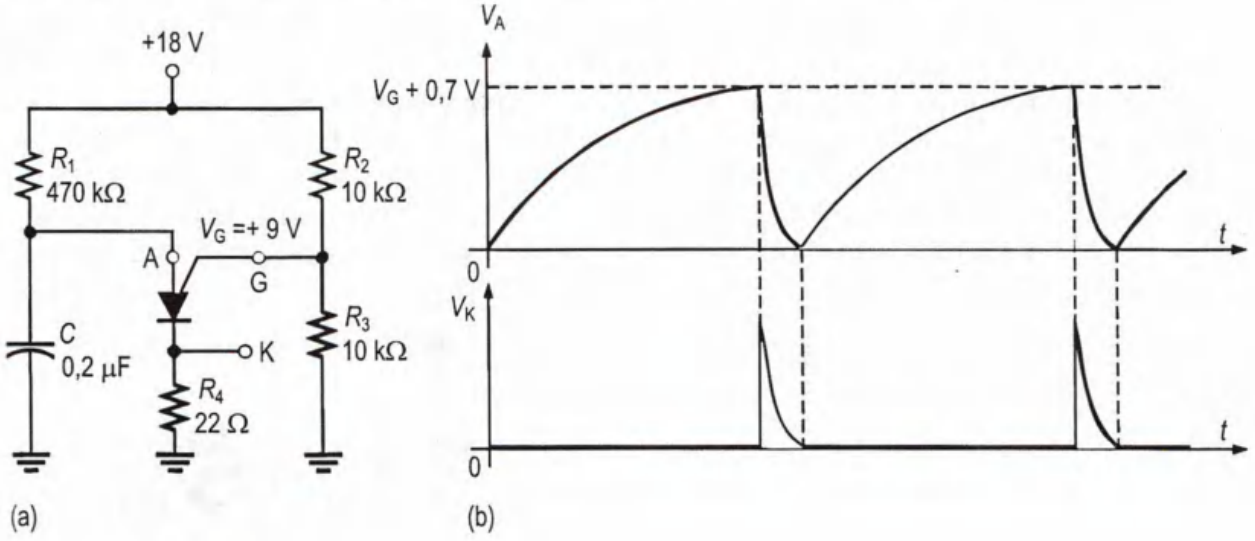
(a) Circuitul (b) Graficul caracteristicii

FIGURA 11-38
Polarizarea TUP.

Aplicație

Diagrama din fig. 11-38(b) reprezintă dependența de curentul anodic, I_A, a tensiunii anod-catod, V_{AK}; remarcați că alura acestei curbe este similară celei aferente unui TUJ. Prin urmare, un TUP poate înlocui un TUJ în multe aplicații. Una dintre aceste aplicații este oscilatorul de relaxare din fig. 11-39(a). Iată, în continuare, principiul lui de funcționare.

Tensiunea de polarizare pe poartă este de +9 V și este obținută prin intermediul divizorului de tensiune format din R_2 și R_3. Când circuitul se alimentează cu c.c., TUP este blocat și condensatorul se încarcă prin R_1 spre 18 V. Când tensiunea pe condensator atinge valoarea V_G + 0,7 V, TUP se deschide și condensatorul se descarcă rapid prin rezistența de conducție, de valoare mică, a tranzistorului și prin R_4. În timpul descărcării, pe R_4 apare un „pinten" de tensiune. Imediat ce condensatorul s-a descărcat, TUP se blochează și ciclul de încărcare se reia, așa cum arată forma de undă din fig. 11-39(b).



(a) (b)

FIGURA 11-39
Oscilator de relaxare cu TUP.

SECȚIUNEA 11-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce semnificație are cuvântul *programabil* din denumirea „tranzistor unijoncțiune programabil" (TUP)?
2. Faceți o comparație între TUP și alte dispozitive – de exemplu, TUJ și tiristor – din punctul de vedere al structurii și al principiului de funcționare.

11-8 FOTOTRANZISTORUL

Fototranzistorul prezintă, între colector și bază, o joncțiune *pn* fotosensibilă. Aceasta este expusă la lumină printr-o lentilă încastrată în capsula tranzistorului. În absența luminii, prin tranzistor circulă, între colector și emitor, doar curentul rezidual I_{CEO}, generat termic, de valoare foarte mică; acesta este numit curent de întuneric și de obicei are valori de ordinul nA. Când lumina cade pe joncțiunea *pn* colector-bază, ia naștere un curent de bază I_λ, proporțional cu intensitatea luminii. Ca urmare, apare un curent de colector proporțional cu I_λ. Cu excepția modului în care este generat curentul de bază, fototranzistorul se comportă ca orice tranzistor bipolar obișnuit. În multe cazuri, baza nici nu se conectează în circuit.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți un fototranzistor și principiul lui de funcționare

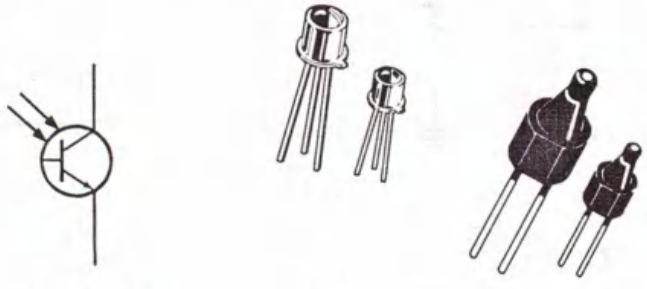
- ▶ Să explicați cum se generează curentul de bază
- ▶ Să arătați cum se utilizează fototranzistoarele

La fototranzistoare, relația dintre curentul de colector și curentul de bază, generat de expunerea la lumină, este:

$$I_C = \beta_{C.C.} I_\lambda \tag{11-4}$$

Simbolul utilizat în scheme și câteva modele de fototranzistoare utilizate curent sunt prezentate în fig. 11-40. Deoarece, practic, fotogenerarea curentului de bază are loc în regiunea bază-colector, cu cât suprafața acestei regiuni este de dimensiuni mai mari, cu atât curentul de bază generat este mai intens. Prin urmare, fototranzistoarele sunt proiectate astfel încât suprafața de expunere la lumină să fie cât mai mare, așa cum ilustrează, simplificat, figura 11-41.

FIGURA 11-40
Fototranzistorul.



(a) Simbolul schematic (b) Capsule tipice

Fototranzistorul este un dispozitiv cu două variante constructive – fie cu trei terminale, fie doar cu două. În configurația cu trei terminale, terminalul bazei este, prin construcție, accesibil din exterior pentru ca dispozitivul să poată fi utilizat ca orice tranzistor bipolar, indiferent dacă se exploatează sau nu proprietatea lui de fotosensibilitate. În configurația cu două terminale, baza nu este accesibilă pentru conectarea în circuit, iar dispozitivul poate fi utilizat cu semnal de intrare constând exclusiv din lumină. În multe aplicații este folosită versiunea de fototranzistor cu două terminale. În fig. 11-42 este prezentat un fototranzistor cu circuitul său de polarizare și un grafic tipic al caracteristicilor de colector. Observați că fiecare curbă corespunde unei anumite valori a intensității luminii (în cazul de față, măsurată în mW/cm^2), iar curentul de colector are valori mai mari la lumină mai intensă.

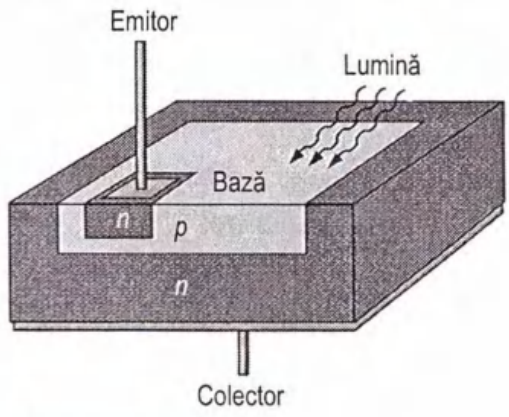


FIGURA 11-41

Structura tipică a unui cip de fototranzistor.

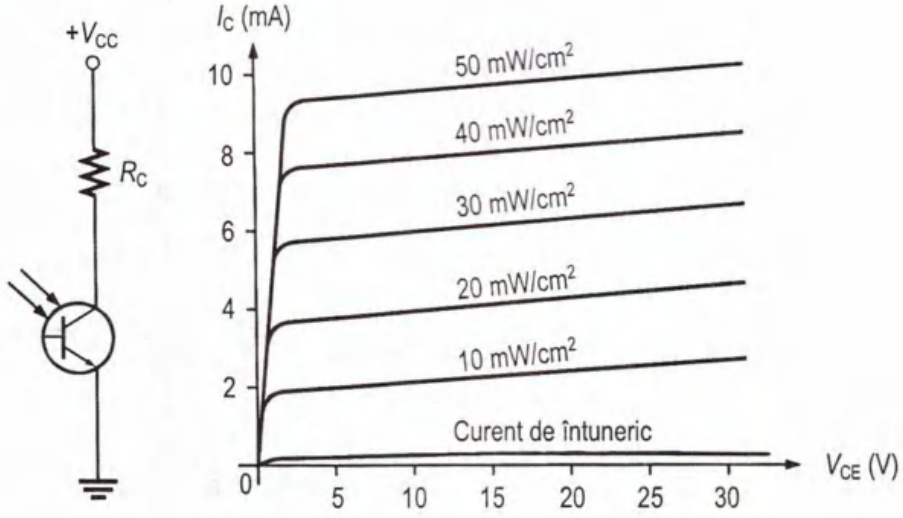


FIGURA 11-42

Circuitul de polarizare al fototranzistorului şi un grafic tipic al caracteristicilor de colector.

Fototranzistoarele nu sunt sensibile la radiațiile luminoase din întregul spectru, ci numai dintr-o anumită gamă de lungimi de undă. Ele prezintă un maxim de sensibilitate la anumite lungimi de undă – caracteristică ilustrată de curba de răspuns spectral din fig. 11-43, pe care se observă maximul.

Fotodarlington

Configurația numită „fotodarlington" constă dintr-un montaj de tip Darlington realizat cu un fototranzistor și un tranzistor obișnuit, ca în fig. 11-44. Datorită câștigului mare în curent, acest dispozitiv prezintă un curent de colector mult mai intens și o fotosensibilitate mai pronunțată decât fototranzistoarele obișnuite.

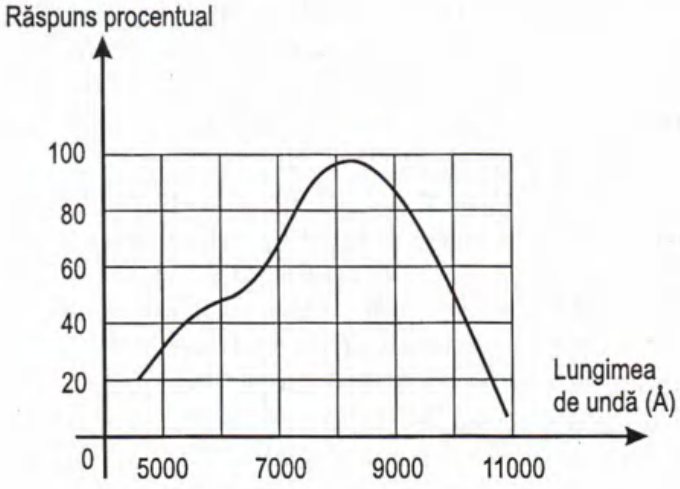


FIGURA 11-43
Răspunsul spectral al unui fototranzistor obișnuit.

Aplicații

Fototranzistoarele au o gamă largă de aplicații. În fig. 11-45 este prezentat circuitul unui releu ce comută în funcție de intensitatea luminii. Fototranzistorul T_1 comandă tranzistorul bipolar T_2. Când pe T_1 cade suficientă lumină, T_2 intră în saturație, iar curentul de colector ce străbate bobina releului produce comutarea contactelor acestuia. Dioda montată în paralel cu bobina releului are rol de limitare, împiedicând apariția unei supratensiuni tranzitorii în colectorul tranzistorului T_2 când acesta se blochează.

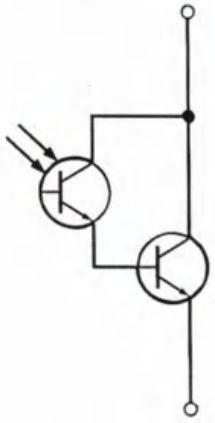


FIGURA 11-44
Fotodarlington.

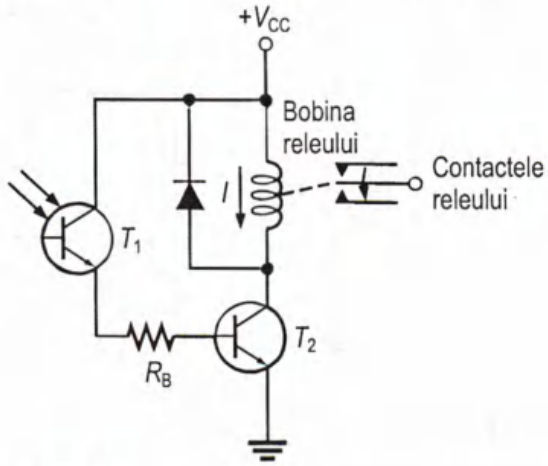


FIGURA 11-45
Circuit cu releu ce comută în funcție de intensitatea luminii.

În fig. 11-46, lumina incidentă pe fototranzistor întrerupe alimentarea bobinei releului. Când intensitatea luminii este sub o anumită valoare, tranzistorul T_2 întrunește condițiile de polarizare pentru a intra în conducție, alimentând bobina releului. Dacă lumina depășește pragul de intensitate prestabilit, fototranzistorul T_1 începe să conducă; din această cauză, potențialul bazei lui T_2 scade, tranzistorul se blochează și întrerupe astfel alimentarea bobinei.

Circuitele cu relee au o gamă largă de aplicații, ca, de exemplu, închiderea sau deschiderea automată a ușilor, numărarea unor obiecte și diverse tipuri de sisteme de alarmă. O altă aplicație simplă este cea prezentată în fig. 11-47. În condiții normale, fototranzistorul conduce, menținând poarta tiristorului la un potențial scăzut. Când lumina

slăbește, fototranzistorul se blochează. Semnalul tranzitoriu de nivel mare ce apare în colector la blocarea fototranzistorului constituie un impuls de amorsare pentru tiristor, care declanșează dispozitivul de alarmă. Alarma poate fi dezactivată prin închiderea temporară a contactului K1. Circuitul poate fi folosit pentru semnalizarea apariției fumului sau a pătrunderii într-o incintă a persoanelor neautorizate.

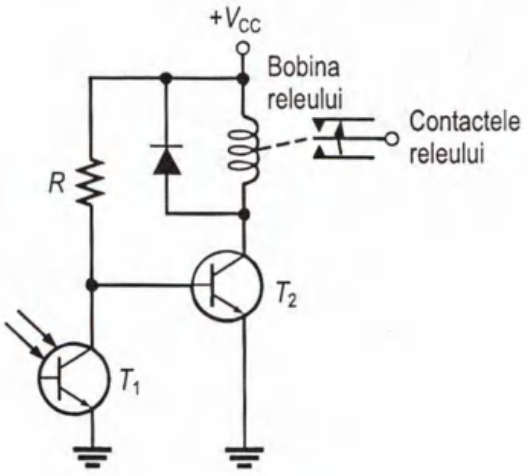


FIGURA 11-46
Circuit cu releu activat de lăsarea întunericului.

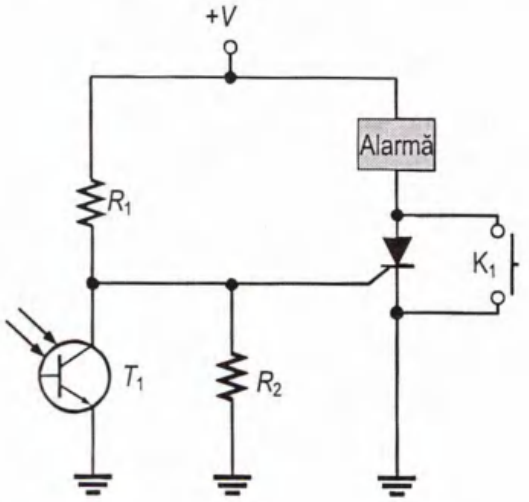


FIGURA 11-47
Alarmă bazată pe întreruperea fluxului luminos.

SECȚIUNEA 11-8 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebesc fototranzistoarele de tranzistoarele bipolare convenționale?
2. Unele fototranzistoare, însă nu toate, au ..... accesibilă din exterior.
3. Care sunt cei doi factori de care depinde curentul de colector din circuitul unui fototranzistor?

11-9 FOTOTIRISTORUL

Fototiristorul* funcționează, în principiu, ca orice tiristor, cu excepția faptului că poate fi amorsat și printr-un flux luminos. La cele mai multe fototiristoare, poarta este accesibilă printr-un terminal extern, pentru ca dispozitivul să poată fi amorsat și prin impulsuri electrice, similar tiristoarelor convenționale.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

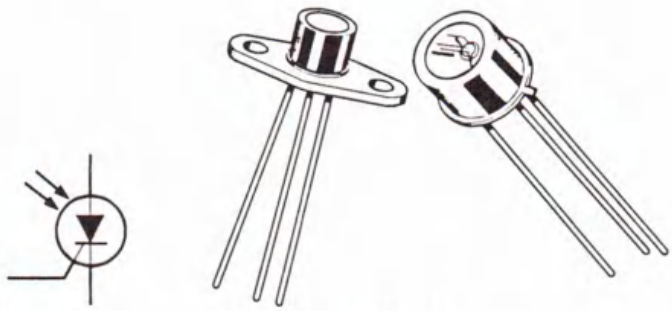
Să descrieți fototiristorul și principiul său de funcționare

- ▶ Să faceți o comparație între fototiristoare și tiristoarele convenționale
- ▶ Să prezentați o aplicație

* În limba engleză, *light activated SCR* (tiristor acționat de lumină), prescurtat *LASCR*. (n.t.)

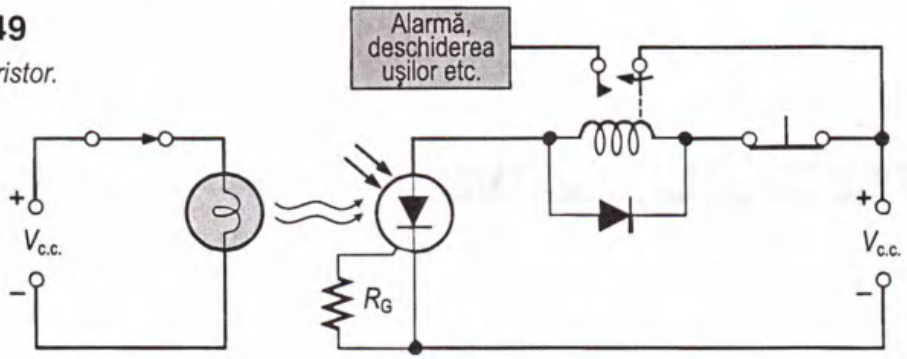
Figura 11-48 prezintă simbolul de **fototiristor** utilizat în scheme și câteva tipuri uzuale de capsule. Fototiristorul prezintă cea mai mare fotosensibilitate cu poarta în gol. Dacă este necesară reducerea sensibilității, între poartă și catod se montează un rezistor. În fig. 11-49 este prezentat un fototiristor care alimentează un releu cu automenținere. Sursa de la intrare aprinde lampa; lumina emisă amorsează fototiristorul. Curentul anodic alimentează bobina releului și închide contactul. Observați că sursa de la intrare este izolată electric de restul circuitului.

FIGURA 11-48
Fototiristoare.



(a) Simbolul (b) Capsule tipice

FIGURA 11-49
Circuit cu fototiristor.



SECȚIUNEA 11-9 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Fototiristoarele pot funcționa, în majoritate, ca și tiristoarele convenționale?
2. Ce este necesar, în fig. 11-49, pentru a bloca fototiristorul și a dezactiva releul?

11-10 CUPLOARE OPTICE

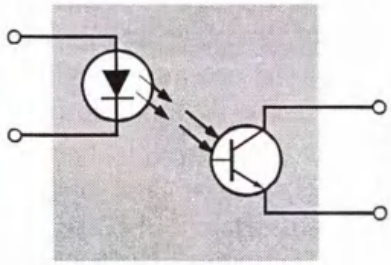
Cuploarele optice au fost concepute pentru a realiza o izolare electrică totală între un circuit de intrare și unul de ieșire. De obicei, scopul izolării este protejarea anumitor elemente de circuit de vârfurile de tensiune tranzitorie, de supratensiunile accidentale sau de zgomotul de joasă frecvență, care ar putea avea ca efect un semnal de ieșire eronat sau deteriorarea unui dispozitiv. Cuploarele optice mai permit realizarea unei interfețe între circuite cu niveluri de tensiune diferite, cu potențiale de masă diferite ș.a.m.d.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

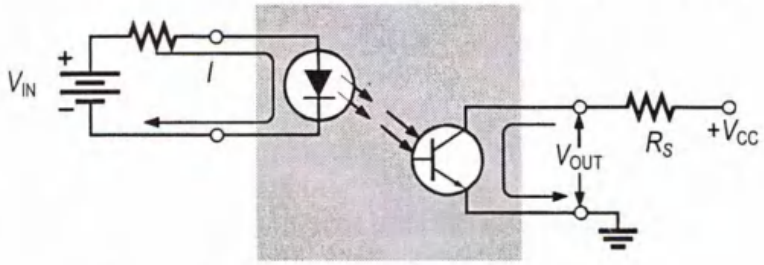
Să prezentați diferite tipuri de cuploare optice

- Să definiți tensiunea de izolare
- Să definiți factorul de transfer în c.c.
- Să definiți curentul prin LED pentru amorsare
- Să definiți câștigul de transfer
- Să faceți o prezentare a fibrelor optice
- Să explicați refracția și reflexia luminii

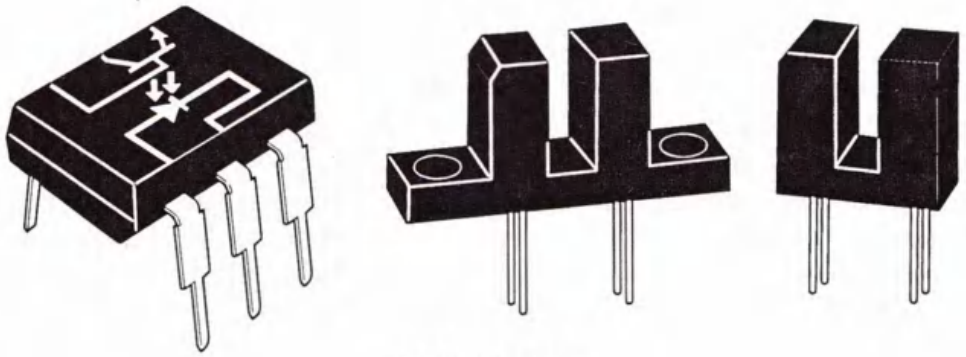
Circuitul de intrare al unui cuplor optic este, de obicei, un LED, însă circuitul de ieșire se poate prezenta sub mai multe forme, una dintre acestea fiind un fototranzistor, ca în fig. 11-50(a). Când tensiunea de intrare polarizează direct LED-ul, lumina emisă ajunge la fototranzistor și îl deschide, generând astfel un curent care circulă printr-o sarcină externă, ca în fig. 11-50(b). Câteva dispozitive tipice sunt prezentate în fig. 11-50(c).



(a) Principiul dispozitivului



(b) Dispozitiv conectat la elemente exterioare



(c) Capsule tipice

FIGURA 11-50

Cuploare cu fototranzistoare.

În fig. 11-51 găsiți alte câteva tipuri de cuploare. Cuplorul cu tranzistoare în configurație Darlington din fig. 11-51(a) se utilizează când este necesară obținerea la ieșire a unui curent de valoare mai mare decât cel care ar putea fi furnizat de un fototranzistor singur. Dezavantajul dispozitivului cu fotodarlington constă în viteza de comutație – mai scăzută decât cea a fototranzistorului.

Un cuplor cu fototiristor în circuitul de ieșire este prezentat în fig. 11-51(b). Acest dispozitiv este adecvat pentru aplicații în care, de exemplu, o tensiune de intrare de nivel

mic trebuie să acționeze un releu cu automenținere, de înaltă tensiune, prin intermediul căruia se alimentează un dispozitiv electromecanic.

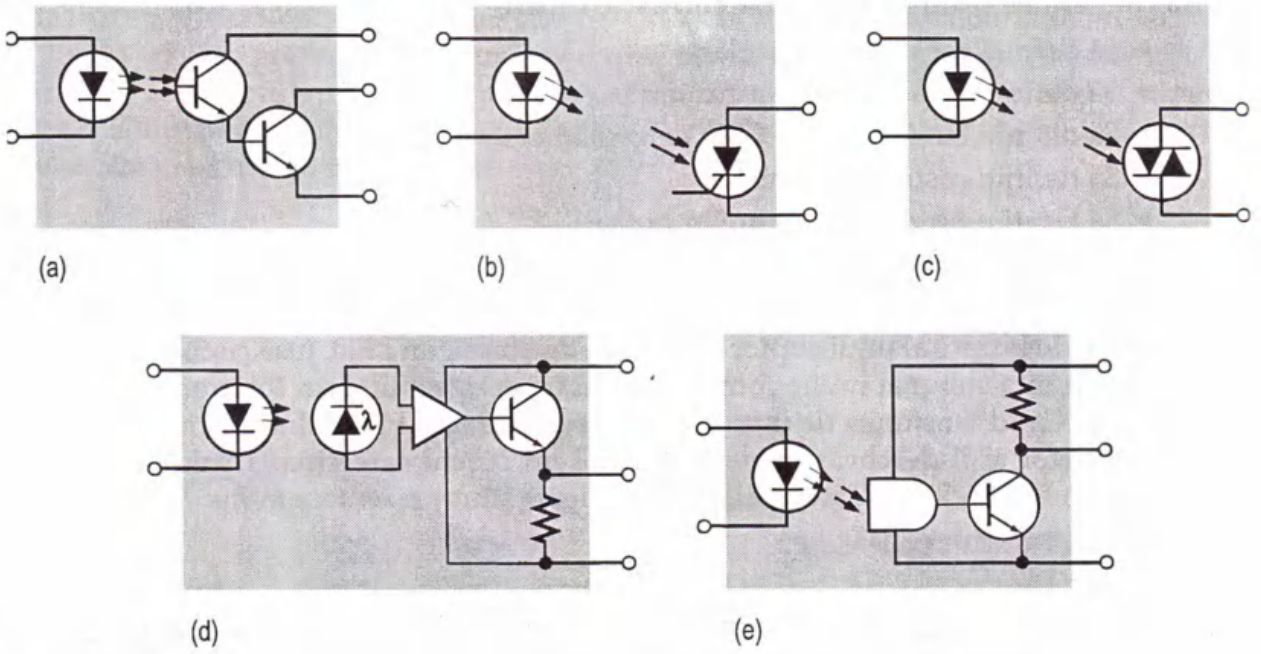


FIGURA 11-51

Tipuri uzuale de dispozitive de cuplaj optic.

În fig. 11-51(c) apare un cuplor având un fototriac în circuitul de ieșire. Un asemenea dispozitiv este destinat aplicațiilor care necesită amorsarea triacului dintr-un circuit izolat, ca în cazul comutării unei linii de alimentare cu tensiune de 220 V, în urma unei comenzi primite dintr-un circuit de intrare de joasă tensiune.

În fig. 11-51(d) vedeți un cuplor liniar de c.a. cu izolare optică. Acest dispozitiv transformă variațiile curentului de intrare în variații ale curentului de ieșire. Circuitul de ieșire constă dintr-un amplificator la ale cărui borne de intrare este conectată în paralel o fotodiodă. Variațiile în intensitate ale luminii emise de LED sunt detectate de fotodiodă, care furnizează amplificatorului un semnal de intrare. La ieșirea amplificatorului se găsește un etaj tampon, format dintr-un repetor pe emitor. Cuplorul liniar de c.a. cu izolare optică poate fi folosit la efectuarea conexiunilor dintre liniile telefonice, la izolarea echipamentelor periferice și în unele aplicații audio.

Figura 11-51(e) prezintă un cuplor cu ieșire digitală. Dispozitivul constă dintr-un circuit de detecție de mare viteză, urmat de un etaj tampon cu tranzistor. Când prin LED-ul de la intrare circulă curent, detectorul este activat de lumina primită și deschide tranzistorul de la ieșire, colectorul acestuia ajungând astfel la un nivel de tensiune scăzut. Când prin LED nu circulă curent, nivelul tensiunii de ieșire este ridicat. Cuplorul cu ieșire digitală este destinat aplicațiilor care necesită compatibilitate cu alte circuite digitale, ca, de exemplu, realizarea unei interfețe între un calculator și echipamentele periferice.

Tensiunea de izolare Tensiunea de izolare a unui cuplor optic este tensiunea maximă pe care acesta o poate suporta între bornele de intrare și cele de ieșire fără ca dielectricul să se străpungă. Valorile ei tipice de vârf sunt în jur de 7500 V c.a.

Factorul de transfer în c.c. Acest parametru este raportul dintre curentul de ieșire și cel de intrare, prin LED. Se exprimă, de obicei, în procente. Pentru un circuit de ieșire cu fototranzistor, valorile tipice sunt cuprinse între 2% și 100%. În cazul unui circuit de ieșire cu fotodarlington, ele sunt cuprinse între 50% și 500%.

Curentul prin LED pentru amorsare Acest parametru este caracteristic cuploarelor cu circuit de ieșire cu fototiristor și fototriac. *Curentul de amorsare* este curentul necesar pentru amorsarea dispozitivului din circuitul de ieșire. Valorile tipice ale curentului de amorsare sunt de ordinul mA.

Câștigul de transfer Acest parametru este caracteristic cuploarelor liniare de c.a. cu izolare optică. *Câștigul de transfer* este raportul dintre tensiunea de ieșire și curentul de intrare, iar valoarea tipică este de 200 mV/mA.

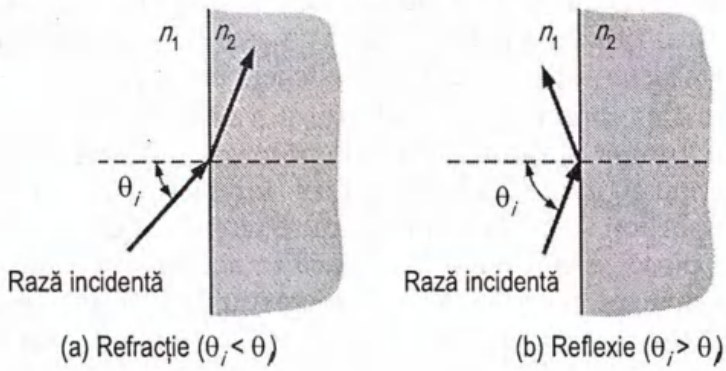
Fibre optice

Fibrele optice constituie o cale de cuplare a unui dispozitiv ce emite lumină cu un fotodetector, printr-un cablu prin care lumina se poate propaga. Aplicațiile lor sunt în domeniile electronicii medicale, reglajelor industriale, sistemelor cu microprocesoare, sistemelor de siguranță și comunicațiilor. Cablurile din fibră de sticlă sunt utilizate pentru asigurarea unui transfer maxim la cuplarea dispozitivelor opto-electronice. Exploatarea fibrelor optice se bazează pe principiul reflexiei interne.

Orice material prin care lumina se poate propaga este caracterizat de un **indice de refracție**, ***n***. O rază de lumină incidentă pe suprafața de separare dintre două materiale cu indici de refracție diferiți va fi ori reflectată, ori refractată, în funcție de unghiul sub care lumina ajunge pe suprafața respectivă, ca în fig. 11-52. Dacă unghiul de incidență, θ_i, este egal sau mai mare decât o anumită valoare θ_l, denumită *unghi limită*, lumina este reflectată. Dacă θ_i este mai mic decât unghiul limită, lumina se refractă.

Fibra de sticlă este protejată la exterior de un strat de sticlă cu indicele de refracție mai mic decât cel al fibrei. O rază de lumină ce pătrunde prin extremitatea cablului se va refracta ca în fig. 11-53. Dacă, după refracție, lumina cade pe suprafața de separație sub un unghi mai mare decât cel limită, ea va fi reflectată în interiorul fibrei, așa cum arată desenul. Întrucât, conform legilor fizicii, unghiul de incidență este egal cu unghiul de reflexie, raza de lumină va fi reflectată de mai multe ori, pe toată lungimea fibrei și va ieși prin extremitatea opusă după o ultimă refracție, ca în desen.

FIGURA 11-52
Refracția și reflexia luminii.



(a) Refracție ($\theta_i < \theta$) (b) Reflexie ($\theta_i > \theta$)

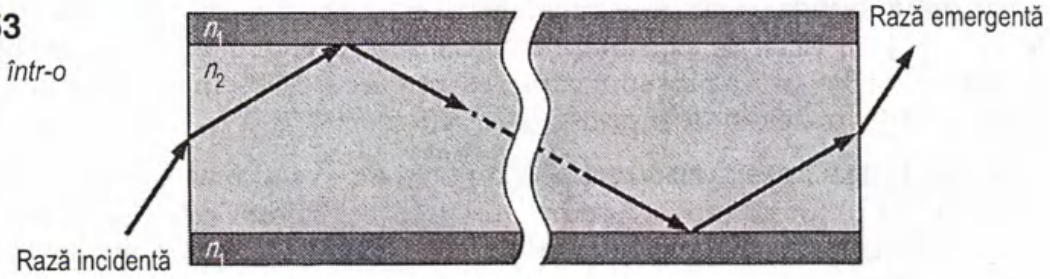


FIGURA 11-53
Rază de lumină într-o fibră optică.

SECȚIUNEA 11-10 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce fel de dispozitiv de intrare se folosește, în mod normal, în cuploarele optice?
2. Enumerați cinci tipuri de dispozitive de ieșire folosite în cuploarele optice.

11-11 APLICAȚIE PRACTICĂ

Compania la care lucrați intenționează să realizeze un sistem de optic de numărare și comandă pentru reglarea vitezei de deplasare a unei benzi ce transportă elemente componente ce urmează a fi asamblate. Acest sistem este o variantă a sistemului realizat în capitolul 3, pentru numărarea mingilor de tenis în vederea ambalării. În cazul de față, obiectele transportate de banda transportoare a unei linii de asamblare sunt numărate, iar viteza benzii se reglează la o valoare prestabilită. În aplicația curentă ne vom concentra atenția asupra circuitului de reglare a vitezei motorului de antrenare a benzii. Va trebui să vă puneți în valoare cunoștințele acumulate pe parcursul acestui capitol.

Principiul de funcționare al sistemului

Sistemul reglează viteza benzii astfel încât un număr mediu prestabilit de componente, situate la distanțe diferite unele de altele, să treacă printr-un anumit punct al liniei de asamblare într-un anumit interval de timp. Reglarea vitezei este necesară pentru ca muncitorii de la bandă să aibă timp să execute operațiile de asamblare. Schema de principiu a sistemului de reglare a vitezei benzii este prezentată în fig. 11-54.

De fiecare dată când prin fața detectorului de infraroșu trece câte o piesă, întrerupând fasciculul de lumină infraroșie, un numărător digital, conectat la circuitul de prelucrare, este incrementat cu unu. Numărul de piese înregistrat într-un anumit interval de timp se traduce, proporțional, în tensiune de către circuitele de prelucrare, ținându-se cont de numărul de piese ce se dorește să treacă în acel interval de timp. Dacă prin fața senzorului trec mai multe piese, tensiunea rezultată este mai mare. Tensiunea aceasta se aplică circuitului de reglare a vitezei motorului, care execută reglajul necesar pentru ca numărul de piese transportate în unitatea de timp să fie cel dorit.

Circuitul de reglare a vitezei motorului Tensiunea proporțională cu numărul de piese, obținută la ieșirea circuitelor de prelucrare, se aplică pe poarta unui TUP de pe cartela cu circuitul de reglare a vitezei motorului. Această tensiune stabilește punctul de pe forma de

undă de intrare în care trebuie amorsat tiristorul. Când tensiunea pe poarta TUP este mai mare, tiristorul este amorsat mai târziu, către sfârșitul semiperioadei, deci furnizează motorului o putere mai mică, făcându-l să se rotească mai lent. Dacă tensiunea pe poarta TUP este mai mică, tiristorul este amorsat mai devreme, către începutul semiperioadei, furnizând motorului mai multă putere și mărindu-i viteza de rotație. Procesul de reglare se desfășoară continuu pentru ca numărul de obiecte deplasate în unitatea de timp să fie constant. Potențiometrul servește la calibrarea punctului de amorsare a tiristorului.

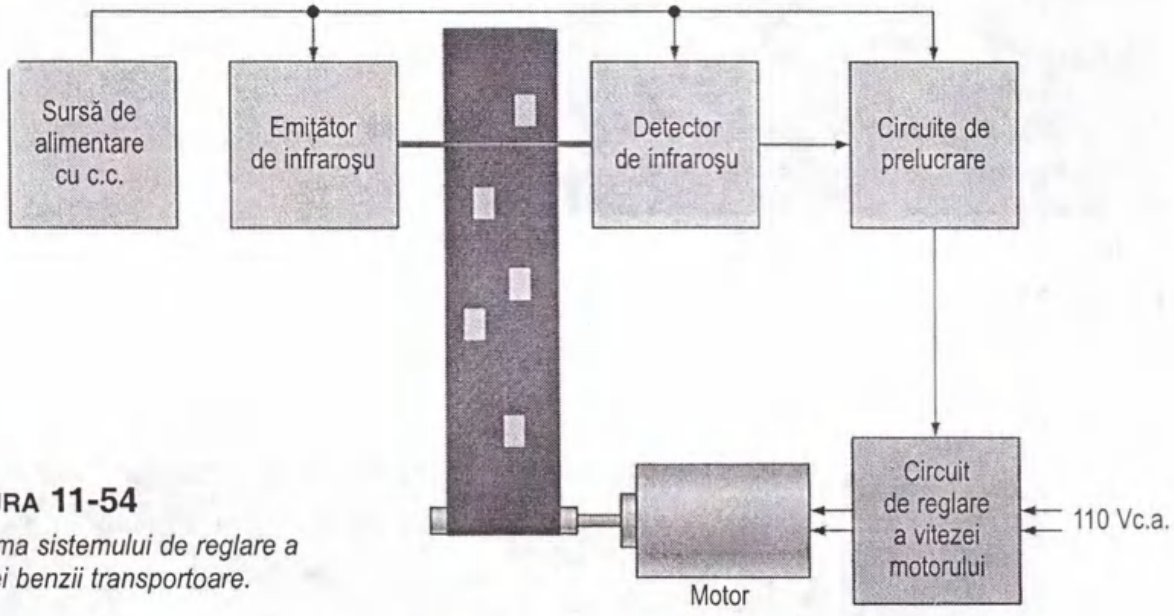


FIGURA 11-54
Schema sistemului de reglare a vitezei benzii transportoare.

Cartela cu circuitul de reglare a vitezei motorului

- Verificați corectitudinea realizării cartelei din fig. 11-55(a) făcând comparația cu schema din fig. (b). Se dă și configurația pinilor dispozitivului.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Analiza circuitului de reglare a vitezei motorului

Schema utilizată este cea din fig. 11-55(b). În loc de motor se conectează un rezistor de 1 kΩ, iar la bornele de intrare se aplică o tensiune de 110 V, 60 Hz.

- Se determină formele de undă ale tensiunilor din anodul, catodul și poarta tiristorului și ale TUP față de masă pentru o tensiune de 0 V pe poarta TUP, cu potențiometrul fixat la 25 kΩ.
- Se determină căderea de tensiune pe rezistorul de 1 kΩ pentru următoarele tensiuni pe poarta TUP: 0 V, 2 V, 4 V, 6 V, 8 V, 10 V. Potențiometrul rămâne la 25 kΩ.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cu circuitul de reglare a vitezei motorului, folosind punctele de măsură numerotate, indicate pe bancul de testare din fig. 11-56.
- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate.
- Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

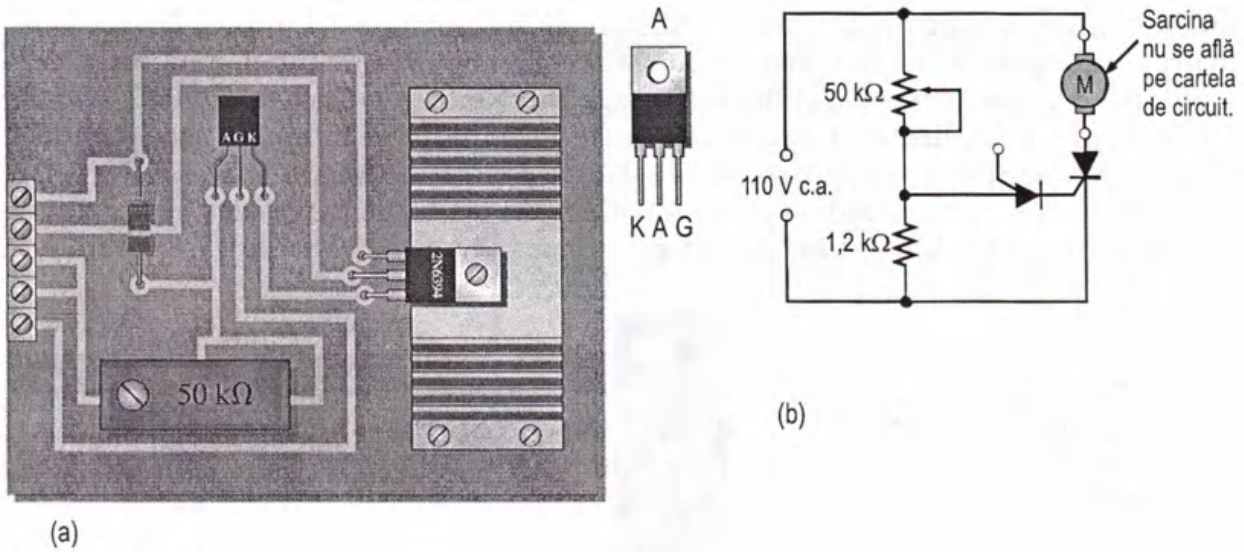


FIGURA 11-55

Cartela cu circuitul de reglare a vitezei motorului.

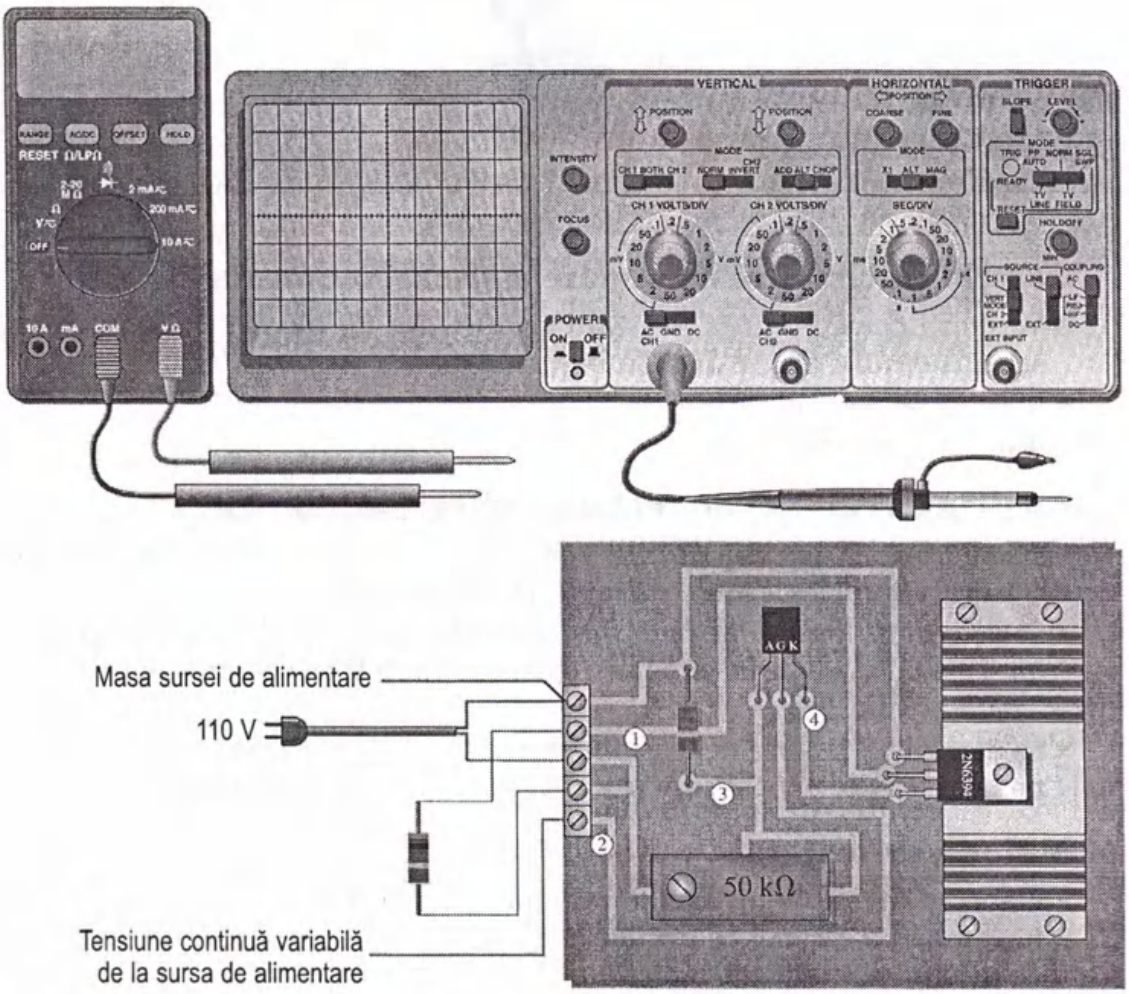
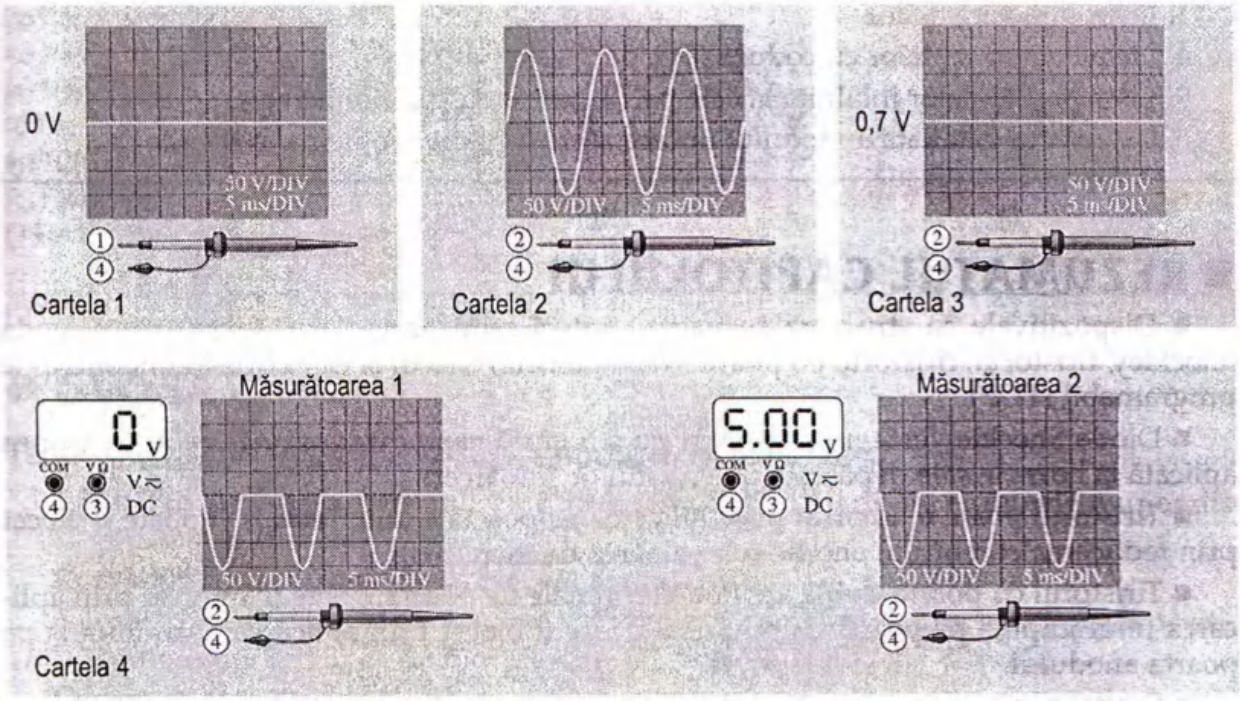


FIGURA 11-56

Bancul pentru testarea cartelei cu circuitul de reglare a vitezei motorului.

Depanarea

Patru cartele au fost găsite defecte. Ținând seama de măsurătorile, aferente fiecărei cartele, indicate în fig. 11-57, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil. Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Se consideră că fiecărei cartele i s-a aplicat tensiunea de 110 Vc.a.



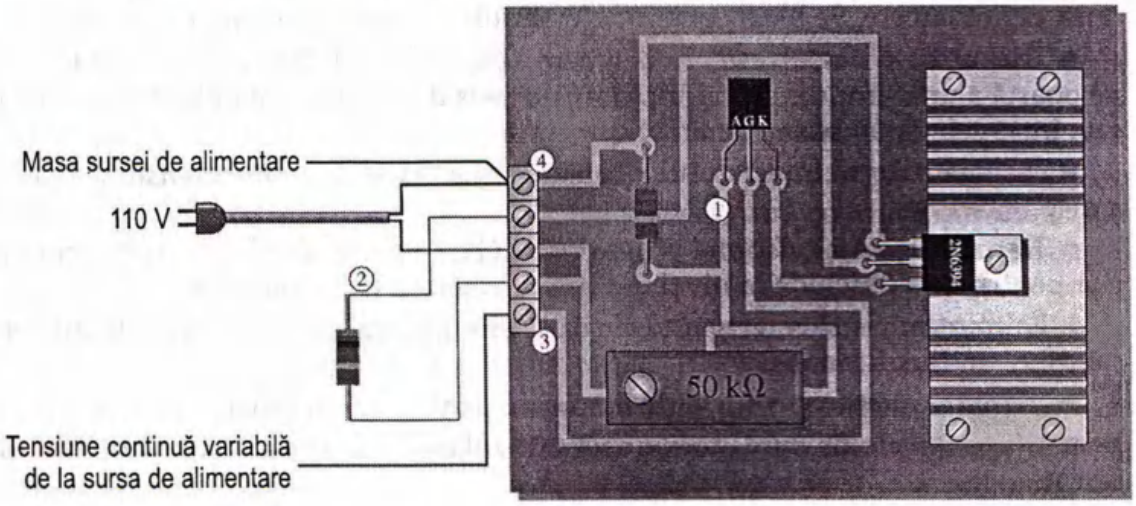


FIGURA 11-57

Rezultatele testării a patru cartele cu circuite defecte.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul de reglare a vitezei motorului, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele patru cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în fiecare caz.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Dispozitivele cu structura cu patru straturi semiconductoare (*pnpn*) sunt: dioda Shockley, tiristorul, tiristorul cu poartă dublă, diacul, triacul și tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP).

■ Dioda Shockley este un dispozitiv cu structură *pnpn* care conduce când tensiunea aplicată la bornele sale depășește potențialul de întoarcere.

■ Tiristorul poate fi amorsat prin aplicarea pe poartă a unui impuls și poate fi blocat prin reducerea curentului anodic sub valoarea de menținere.

■ Tiristorul cu poartă dublă are două terminale de poartă, poate fi amorsat prin aplicarea unui impuls pe poarta catodului și poate fi blocat prin aplicarea unui impuls pe poarta anodului.

■ Diacul conduce curentul în ambele sensuri și este amorsat când se depășește tensiunea de întoarcere. Se blochează când curentul scade sub valoarea de menținere.

■ Triacul, ca și diacul, este un dispozitiv bidirecțional. Poate fi amorsat prin aplicarea pe poartă a unui impuls și conduce într-un sens determinat de polaritatea tensiunii aplicate între cele două borne de anod.

■ Parametrul η al tranzistorului unijoncțiune (TUJ) determină tensiunea de amorsare a dispozitivului.

■ Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP) poate fi programat din circuitul exterior pentru a se deschide la nivelul dorit al tensiunii dintre anod și poartă.

■ La fototranzistoare, curentul de bază este generat de un semnal de intrare ce constă dintr-un flux luminos.

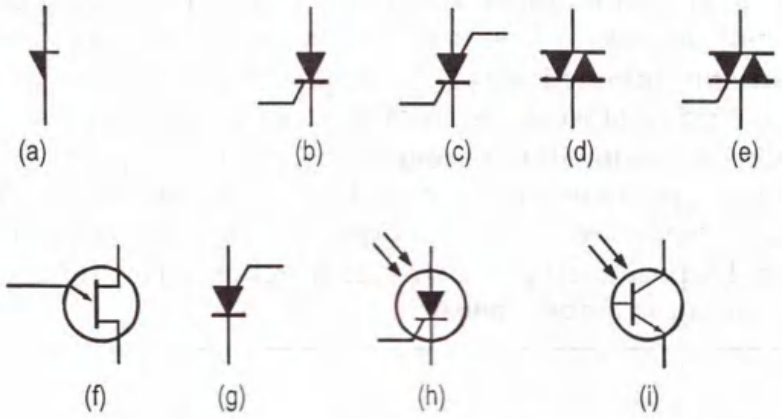
■ Lumina constituie o sursă de amorsare pentru fototiristoare.

■ Dispozitivele de cuplaj optic asigură izolarea galvanică a sursei de intrare de circuitul de ieșire.

■ Fibrele optice constituie o cale de transmisie între un dispozitiv ce emite lumină și unul activat de lumină.

■ Simbolurile dispozitivelor de mai sus sunt prezentate în fig. 11-58.

FIGURA 11-58



(a) Diodă Shockley
(b) Tiristor
(c) Tiristor cu poartă dublă
(d) Diac
(e) Triac
(f) TUJ
(g) TUP
(h) Fototiristor
(i) Fototranzistor

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Amorsare Activarea, prin aplicarea unui semnal pe unul dintre terminale, a unor dispozitive și circuite electronice.

Comutare forțată Metodă de blocare a unui tiristor.

Curent de amorsare (I_S) Valoare a curentului anodic pentru care un dispozitiv comută din regiunea de blocare directă în cea de conducție directă.

Curent de menținere (I_H) Valoare a curentului anodic sub care un dispozitiv comută din regiunea de conducție directă în cea de blocare directă.

Diac Dispozitiv semiconductor cu patru straturi și două terminale, care, în condiții specifice, poate conduce în ambele sensuri.

Diodă Shockley Dispozitiv cu patru straturi și două terminale, care intră în conducție când tensiunea anod-catod atinge o anumită valoare de „întoarcere".

Fototiristor Dispozitiv semiconductor cu patru straturi, care conduce într-un singur sens când este amorsat de o lumină suficient de intensă și rămâne în conducție până când curentul scade sub o anumită valoare.

Fototranzistor Tranzistor al cărui curent de bază este generat de căderea luminii pe regiunea semiconductoare fotosensibilă a bazei.

Indice de refracție Caracteristică a materialelor prin care se propagă lumina, care indică proporția în care se refractă o rază de lumină la trecerea dintr-un material în altul.

Oscilator Circuit electronic cu reacție pozitivă, care generează un semnal de ieșire variabil în timp fără a i se aplica la intrare un semnal extern.

Parametru η Parametru caracteristic unui TUJ, care îi determină punctul de deschidere.

Tensiune directă de întoarcere ($V_{BR(F)}$) Tensiune sub care un dispozitiv se află în regiunea de blocare directă.

Tiristor Dispozitiv cu patru straturi și trei terminale, care intră în conducție când este amorsat prin aplicarea unei tensiuni pe unicul terminal de poartă și rămâne în această stare până când curentul anodic scade sub o anumită valoare.

Tiristor cu poartă dublă Dispozitiv cu patru straturi și patru terminale, dintre care două de poartă, acestea servind la comutarea dispozitivului în cele două stări.

Tranzistor unijoncțiune (TUJ) Dispozitiv cu o singură joncțiune *pn* și trei terminale, care prezintă o caracteristică de rezistență negativă.

Tranzistor unijoncțiune programabil (TUP) Dispozitiv cu patru straturi și trei terminale (asemănător mai degrabă cu un tiristor decât cu un TUJ), care este amorsat când tensiunea din anod o depășește pe cea din poartă.

Triac Dispozitiv cu patru straturi și trei terminale, care, în condiții specifice, poate conduce în ambele sensuri.

■ FORMULE DE BAZĂ

(11-1) $I_A = \dfrac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_{C.C.1} + \alpha_{C.C.2})}$ Curentul anodic (sau catodic) al diodei Shockley

(11-2) $\eta = \dfrac{r'_{B1}}{r'_{BB}}$ Parametrul η intrinsec al TUJ

(11-3) $V_P = \eta V_{BB} + V_{pn}$ Tensiunea de pisc la TUJ

(11-4) $I_C = \beta_{C.C.} I_\lambda$ Curentul de colector al fototranzistorului

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Un dispozitiv cu patru straturi semiconductoare prezintă:
   (a) două joncțiuni *pn* **(b)** trei joncțiuni *pn*
   (c) patru joncțiuni *pn* **(d)** doar două terminale
2. Din dispozitivele uzuale cu patru straturi fac parte:
   (a) tranzistoarele bipolare și tiristoarele **(b)** TUJ și TUP
   (c) FET și triacurile **(d)** diacurile și triacurile
3. Dioda Shockley se deschide când tensiunea dintre anod și catod depășește:
   (a) 0,7 V **(b)** tensiunea din poartă
   (c) tensiunea directă de întoarcere **(d)** tensiunea directă de blocare
4. O diodă Shockley aflată în conducție poate fi blocată prin:
   (a) reducerea curentului sub o anumită valoare **(b)** întreruperea tensiunii anodice
   (c) răspunsurile (a) și (b) **(d)** nici unul dintre acestea
5. Tiristorul se deosebește de dioda Shockley prin faptul că:
   (a) are un terminal de poartă **(b)** nu are structură *pnpn*
   (c) nu are patru straturi **(d)** nu poate fi amorsat și blocat
6. Tiristorul poate fi blocat prin:
   (a) comutare forțată **(b)** aplicarea unui impuls negativ pe poartă
   (c) întreruperea curentului anodic **(d)** toate acestea
   (e) răspunsurile (a) și (c)

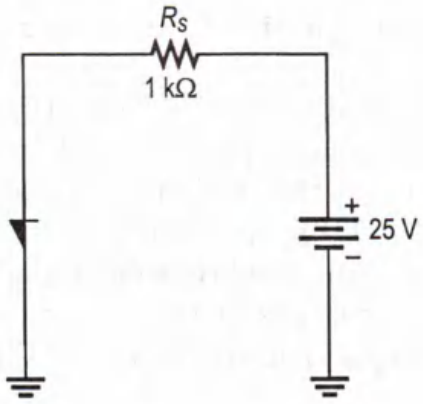
7. În regiunea de blocare directă, tiristorul este:
   (a) polarizat invers (b) blocat
   (c) în conducție (d) în punctul de străpungere
8. Valoarea curentului de menținere al unui tiristor are semnificația că:
   (a) dispozitivul intră în conducție când curentul anodic depășește această valoare
   (b) dispozitivul se blochează când curentul anodic scade sub această valoare
   (c) dispozitivul se poate deteriora când curentul anodic depășește această valoare
   (d) pentru a amorsa dispozitivul, curentul minim de poartă trebuie să aibă această valoare
9. Tiristorul cu poartă dublă se deosebește de cel cu un singur terminal prin faptul că:
   (a) nu are nici un terminal de poartă (b) are curentul de menținere mai mic
   (c) poate lucra la curenți mult mai mari (d) are două terminale de poartă
10. Tiristorul cu poartă dublă poate fi amorsat prin:
   (a) aplicarea unei tensiuni anodice ce depășește tensiunea directă de întoarcere
   (b) aplicarea unui impuls pozitiv pe poarta catodului
   (c) aplicarea unui impuls negativ pe poarta anodului
   d) fie (b), fie (c)
11. Tiristorul cu poartă dublă poate fi blocat prin:
   (a) aplicarea unui impuls negativ pe poarta catodului și a unui impuls pozitiv pe poarta anodului
   (b) reducerea curentului anodic sub valoarea de menținere
   (c) răspunsurile (a) și (b)
   (d) aplicarea unui impuls pozitiv pe poarta catodului și a unui impuls negativ pe poarta anodului
12. Diacul este:
   (a) un dispozitiv cu patru straturi
   (b) un dispozitiv bilateral cu două terminale
   (c) similar cu două diode Shockley legate în paralel, în sensuri opuse
   (d) toate acestea
13. Triacul este:
   (a) asemănător cu un tiristor bidirecțional (b) un dispozitiv cu patru terminale
   (c) diferit de dispozitivele cu patru straturi (d) răspunsurile (a) și (b)
14. Care dintre următoarele caracteristici *nu* se întâlnește la TUJ?
   (a) parametrul η intrinsec (b) rezistența negativă
   (c) tensiunea de pisc (d) conducția bilaterală
15. TUP este:
   (a) asemănător cu TUJ (b) diferit de dispozitivele *pnpn*
   (c) comutabil prin tensiunea poartă-anod
   (d) un dispozitiv cu un număr de straturi diferit de patru
16. Curentul de bază al unui fototranzistor este:
   (a) determinat de tensiunea de polarizare (b) direct proporțional cu lumina
   (c) invers proporțional cu lumina (d) o mărime ce nu se ia în considerație

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 11-1 Dioda Shockley

1. Dioda Shockley din fig. 11-59 este polarizată astfel încât să se afle în regiunea de blocare directă. În aceste condiții, $\alpha_{c.c.} = 0{,}38$ pentru ambele structuri interne de tranzistor. $I_{CBO1} = 75$ nA și $I_{CBO2} = 80$ nA. Calculați curentul anodic și curentul catodic.

FIGURA 11-59

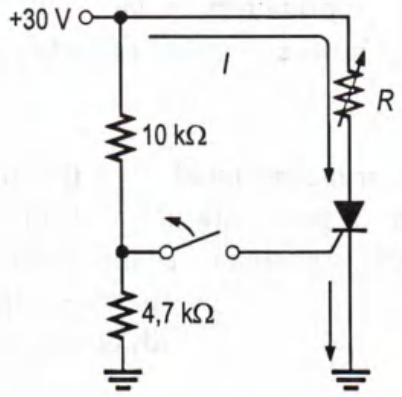


2. (a) Calculați rezistența directă a diodei Shockley din fig. 11-59 pentru regiunea de blocare directă.
   (b) Dacă tensiunea directă de întoarcere este de 50 V, cu cât trebuie mărită V_{AK} pentru ca dioda să comute în regiunea de conducție directă?

Secțiunea 11-2 Tiristorul

3. Explicați funcționarea tiristorului utilizând modelul echivalent cu tranzistoare.
4. La ce valoare trebuie reglat rezistorul variabil din fig. 11-60 pentru ca tiristorul să se blocheze? Se consideră $I_H = 10$ mA și $V_{AK} = 0{,}7$ V.

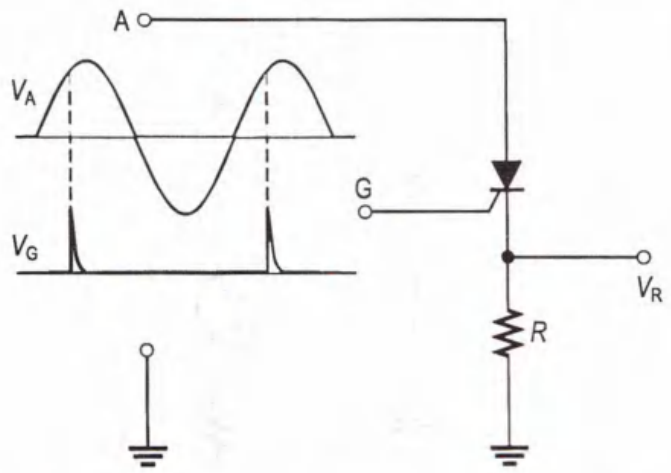
FIGURA 11-60



Secțiunea 11-3 Aplicații ale tiristoarelor

5. Cum ar trebui modificat circuitul din fig. 11-15 pentru ca tiristorul să fie amorsat și să conducă pe alternanța negativă a tensiunii de intrare?
6. Ce rol au diodele D_1 și D_2 din fig. 11-17?
7. Desenați forma de undă a tensiunii V_R din circuitul din fig. 11-61, ținând seama de semnalele de intrare reprezentate.

FIGURA 11-61



Secțiunea 11-4 Tiristorul cu poartă dublă

8. Explicați amorsarea și blocarea tiristorului cu poartă dublă folosind modelul echivalent cu tranzistoare.
9. Enumerați terminalele tiristorului cu poartă dublă.

Secțiunea 11-5 Diacul şi triacul

10. Desenați forma de undă a curentului din circuitul din fig. 11-62. Potențialul de întoarcere al triacului este de 20 V. I_H = 20 mA.
11. Reluați problema 10 pentru circuitul cu triac din fig. 11-63. Potențialul de întoarcere este de 25 V, iar I_H = 1 mA.

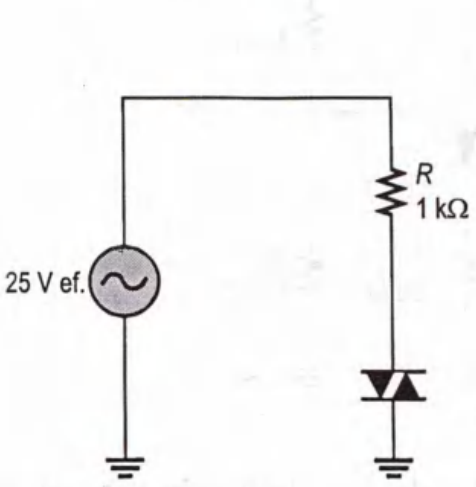


FIGURA 11-62

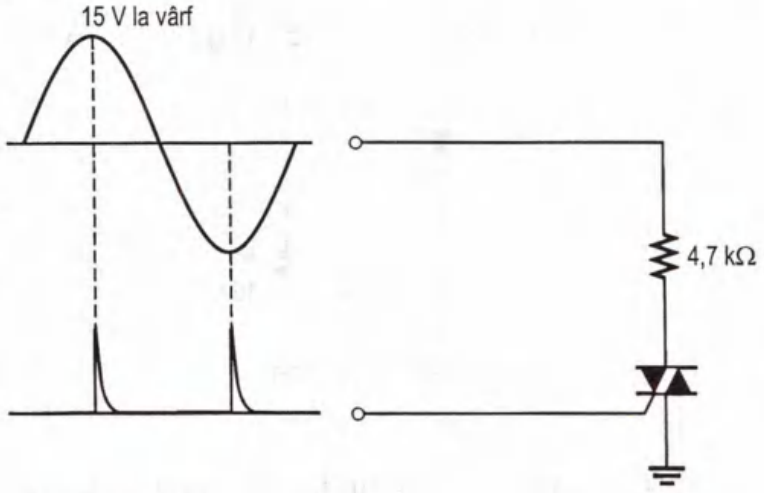
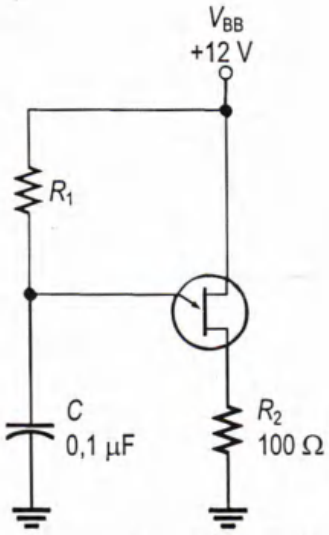


FIGURA 11-63

Secțiunea 11-6 Tranzistorul unijoncțiune (TUJ)

12. Un TUJ are r'_{B1} = 2,5 kΩ și r'_{B2} = 4 kΩ. Ce valoare are parametrul η intrinsec?
13. Determinați tensiunea de pisc pentru TUJ din problema 12, dacă V_{BB} = 15 V.
14. În ce domeniu poate lua valori R_1 din fig. 11-64 pentru ca TUJ să se deschidă și să se închidă corect? η = 0,68, V_V = 0,8 V, I_V = 15 mA, I_P = 10 μA și V_P = 10 V.

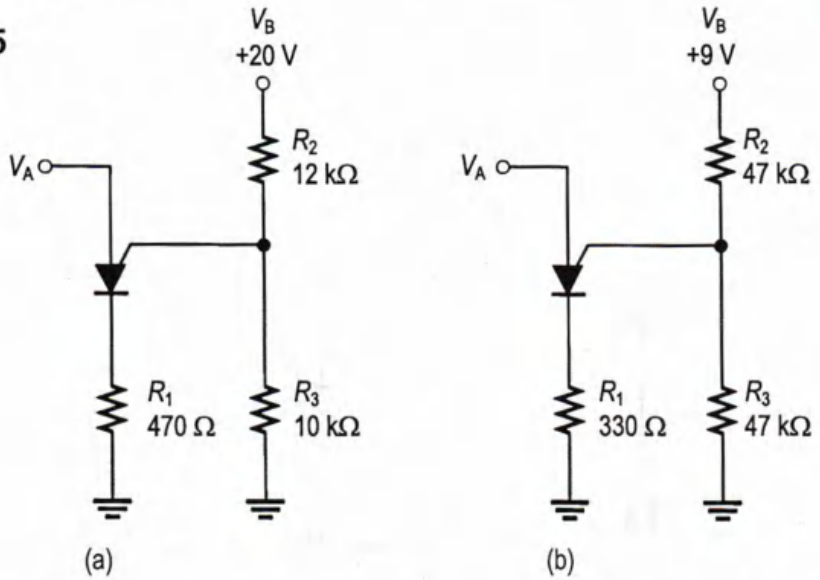
FIGURA 11-64



Secțiunea 11-7 Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP)

15. La ce tensiuni anodice (V_A) vor începe să conducă cele două TUJ din fig. 11-65?
16. Desenați forma de undă a curentului din fiecare circuit din fig. 11-65, dacă în anod se aplică o tensiune sinusoidală cu valoarea de vârf de 10 V. Se neglijează căderea de tensiune directă pe TUP.

FIGURA 11-65

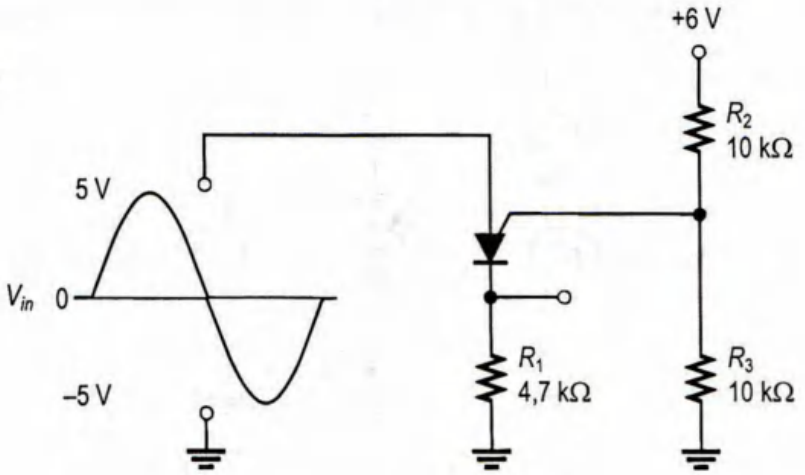


17. Desenați forma de undă a tensiunii culese pe R_1 din fig. 11-66 ținând seama de forma de undă a tensiunii de intrare.

Secțiunea 11-8 Fototranzistorul

18. Un fototranzistor montat într-un circuit are $\beta_{c.c.} = 200$. Dacă $I_\lambda = 100\ \mu A$, ce valoare are curentul de colector?
19. Determinați tensiunea de ieșire a circuitului din fig. 11-67: **(a)** când sursa nu emite lumină; **(b)** când emite lumină (considerând că tranzistorul se saturează).
20. Determinați curentul de emitor din circuitul cu fotodarlington din fig. 11-68 dacă în T_1 se generează un curent de bază de 1 μA pentru fiecare lm/m^2.

FIGURA 11-66



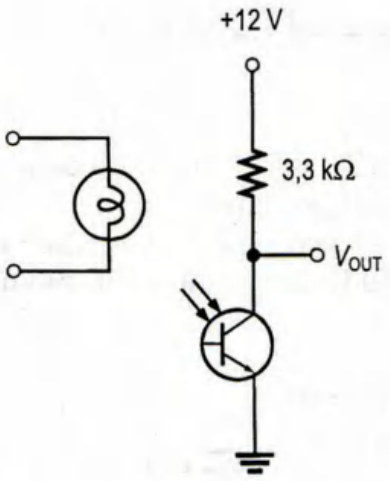


FIGURA 11-67

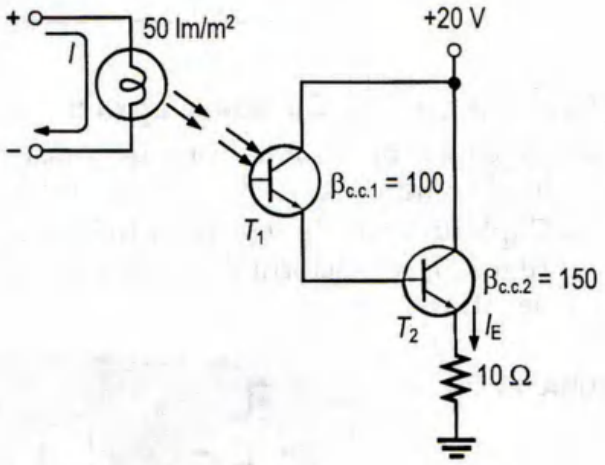
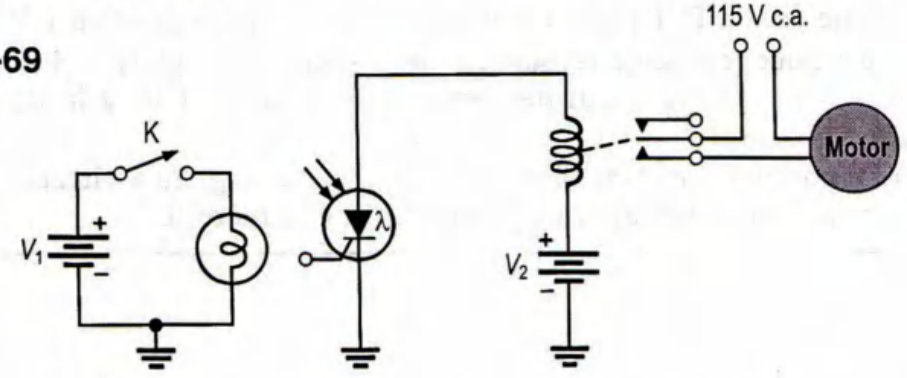


FIGURA 11-68

Secțiunea 11-9 Fototiristorul

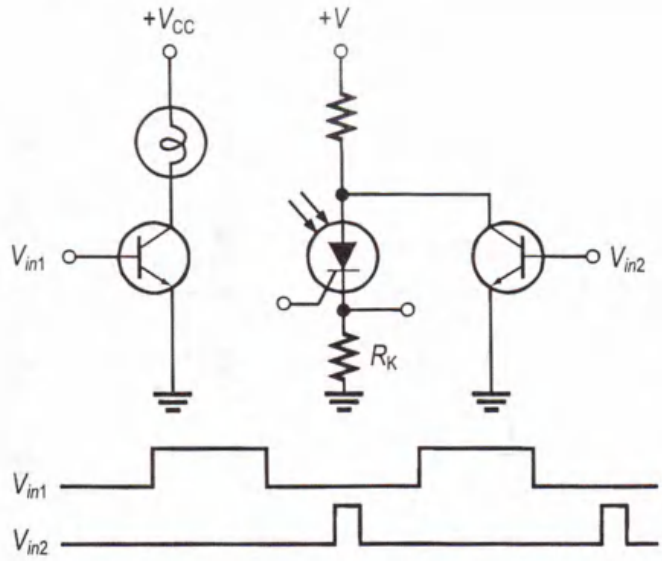
21. Studiați circuitul din fig. 11-69, apoi explicați ce operație îndeplinește și cum anume funcționează.

FIGURA 11-69



22. Determinați forma de undă a tensiunii culese pe R_K din fig. 11-70.

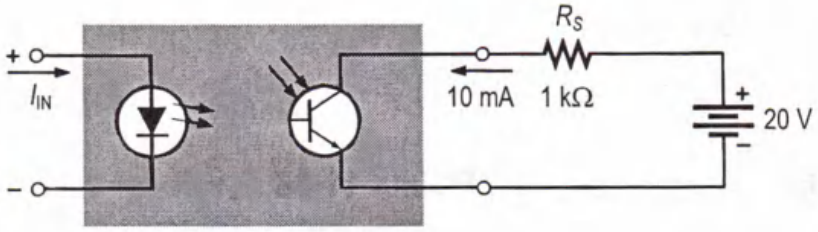
FIGURA 11-70



Secțiunea 11-10 Cuploare optice

23. Un cuplor optic are factorul de transfer în curent de 30%. Dacă valoarea curentului de intrare este de 100 mA, cât este cea a curentului de ieșire?
24. Cuplorul optic din fig. 11-71 trebuie să furnizeze în sarcina exterioară minimum 10 mA. Dacă factorul de transfer în curent este de 60%, cât trebuie să fie curentul de intrare?

FIGURA 11-71



Secțiunea 11-11 Aplicație practică

25. În circuitul pentru reglarea vitezei motorului, din fig. 11-55, ce tensiune trebuie aplicată pe poarta TUP pentru ca motorul să aibă viteza maximă: 0 V, 2 V sau 5 V?
26. Dacă se reduce rezistența reostatului din circuitul de reglare a vitezei motorului, tiristorul va fi amorsat mai devreme sau mai târziu relativ la tensiunea sinusoidală de intrare?
27. Descrieți comportarea tiristorului din circuitul de reglare a vitezei motorului, în cazul în care tensiunea aplicată pe poarta TUP se mărește.

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

28. În circuitul cu tiristor pentru protecție la supratensiune din fig. 11-18, dacă tensiunea de ieșire a sursei de alimentare cu c.c. este de +12 V, aflați ce valori trebuie să aibă componentele pentru a asigura protecția circuitului în cazul în care tensiunea continuă de ieșire depășește +15 V. Considerați că siguranța este de 1 A.
29. Proiectați un circuit de protecție la supratensiuni pentru cazul în care tensiunea furnizată de sursa de alimentare este cu 6,2 V mai mare decât valoarea normală.
30. Proiectați un oscilator de relaxare care să genereze un semnal cu frecvența de 2,5 kHz, folosind un TUJ cu $\eta = 0{,}75$ și tensiunea de vale de 1 V. Circuitul va fi alimentat de la o sursă de c.c. de +12 V. Luați în calcul valorile: $I_V = 10$ mA și $I_P = 20\ \mu A$.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 11-1

1. Dioda Shockley este un dispozitiv cu patru straturi.
2. Regiunea de blocare directă este cea în care dioda este blocată (nu conduce).
3. Dispozitivul începe să conducă atunci când V_{AK} depășește tensiunea directă de întoarcere.
4. Dispozitivul se blochează când curentul anodic scade sub valoarea de menținere.

Secțiunea 11-2

1. Un tiristor este un dispozitiv cu patru straturi și trei terminale.
2. Terminalele tiristorului sunt: anodul, catodul, poarta.
3. Un impuls pozitiv aplicat pe poartă amorsează tiristorul.
4. Curentul anodic trebuie redus sub valoarea I_H (de menținere) pentru ca un tiristor aflat în conducție să se blocheze.

Secțiunea 11-3

1. Tiristorul va conduce pe un interval cuprins între 90° și 180°.
2. De a împiedica descărcarea bateriei prin acea porțiune de circuit.

Secțiunea 11-4

1. Un tiristor cu poartă dublă poate fi blocat prin aplicarea pe poartă a unui impuls, ceea ce nu se întâmplă la tiristorul cu un singur terminal de poartă.
2. Prin aplicarea unui impuls pozitiv pe poarta catodului sau a unui impuls negativ pe poarta anodului.
3. Un tiristor cu poartă dublă poate fi blocat prin oricare dintre următoarele metode:
   (a) aplicarea unui impuls pozitiv pe poarta anodului
   (b) aplicarea unui impuls negativ pe poarta catodului
   (c) reducerea curentului anodic sub valoarea de menținere
   (d) întreruperea totală a curentului anodic

Secțiunea 11-5

1. Diacul este echivalent cu două diode Shockley conectate în paralel, în sensuri opuse.

2. Triacul este echivalent cu două tiristoare conectate în paralel, în sensuri opuse și având poarta comună.
3. Triacul are un terminal de poartă, iar diacul nu are.

Secțiunea 11-6

1. Terminalele unui TUJ sunt: baza 1, baza 2 și emitorul.
2. $\eta = r'_{B1}/r'_{BB}$
3. R, C și η determină perioada de oscilație.

Secțiunea 11-7

1. *Programabil* înseamnă că tensiunea de deschidere poate fi fixată la o valoare dorită.
2. TUP este un dispozitiv cu patru straturi, ca și tiristorul, însă deschiderea sa este determinată de tensiunea anod-poartă. Prezintă o caracteristică de rezistență negativă, ca și TUJ.

Secțiunea 11-8

1. La fototranzistoare, curentul de bază este generat datorită luminii.
2. Baza
3. Curentul de colector depinde de $\beta_{c.c.}$ și I_λ.

Secțiunea 11-9

1. Da, cele mai multe fototiristoare pot lucra și ca tiristoare convenționale.
2. Este necesar un întrerupător serie care să întrerupă curentul anodic.

Secțiunea 11-10

1. Un LED
2. Fototranzistor, fotodarlington, fototiristor, fototriac, amplificator liniar.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

11-1 10 MΩ

11-2 163 Ω

11-3 Prin mărirea V_{BB}

11-4 343 kΩ > R_1 > 1,95 kΩ

CAPITOLUL 12

Amplificatoare operaționale

Conținutul capitolului

12-1 Prezentarea amplificatoarelor operaționale (AO)
12-2 Amplificatorul diferențial
12-3 Parametrii AO
12-4 Reacția negativă
12-5 Configurații cu AO cu reacție negativă
12-6 Efectele reacției negative asupra impedanțelor AO
12-7 Compensarea curentului de polarizare și a tensiunii de decalaj
12-8 Depanare
12-9 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Descrierea generală a AO și a caracteristicilor sale
- Prezentarea amplificatorului diferențial și a funcționării sale
- Prezentarea câtorva parametri ai AO
- Explicarea reacției negative în circuitele cu AO
- Analizarea configurațiilor cu AO neinversoare, repetoare și inversoare
- Deducerea expresiilor impedanțelor celor trei configurații cu AO
- Explicarea compensării la AO
- Depanarea circuitelor cu AO

Introducere

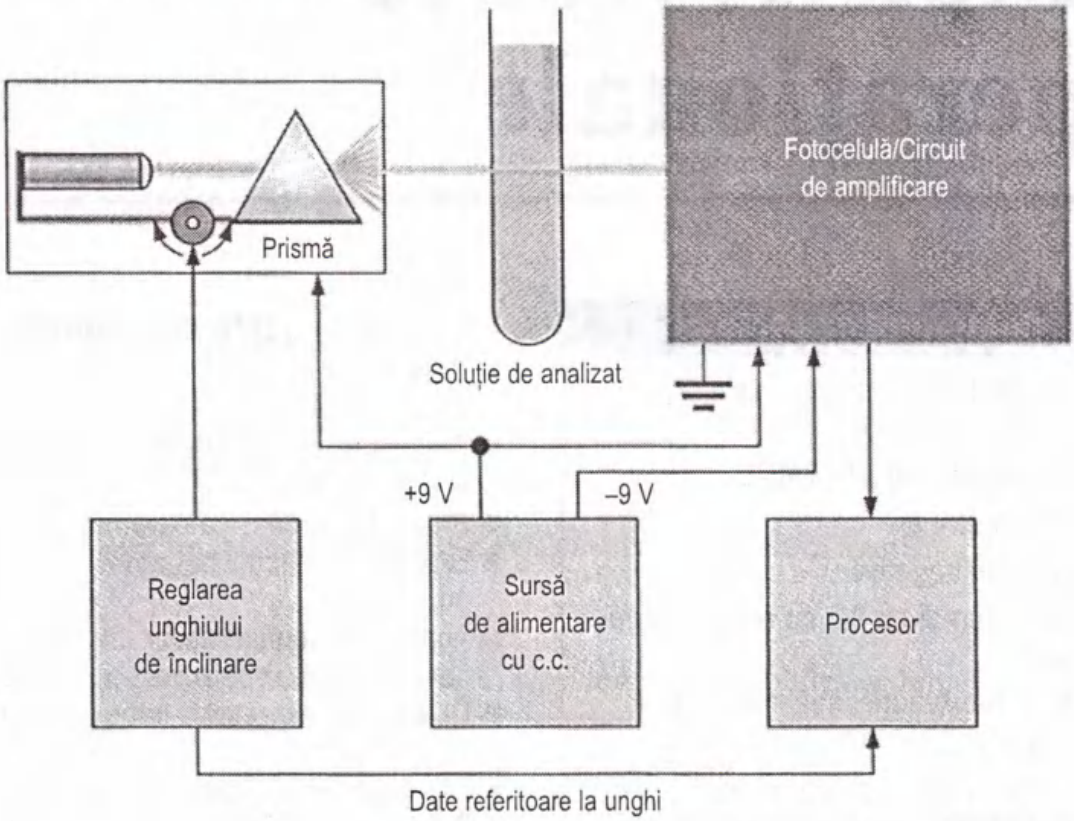
Până acum ați studiat câteva dispozitive electronice importante, cum sunt, de exemplu, dioda și tranzistorul. Toate acestea sunt componente individuale, încapsulate separat și conectate în circuite împreună cu alte dispozitive pentru a forma unități funcționale de sine stătătoare. Asemenea dispozitive se numesc *componente discrete*.

Acum veți începe să studiați circuitele integrate (CI) liniare, care conțin mai multe tranzistoare, diode, rezistoare și condensatoare realizate pe aceeași minusculă așchie de material semiconductor, introdusă într-o capsulă unică, formând un circuit funcțional. Un circuit integrat, ca, de exemplu, un amplificator operațional (AO), este considerat drept un singur dispozitiv. Prin urmare, atenția dumneavoastră se va concentra mai mult asupra comportării circuitului în ansamblu și mai puțin asupra celor ce se petrec la nivelul componentelor interne.

Capitolul de față prezintă cunoștințele de bază despre amplificatoarele operaționale, care sunt cele mai versatile și mai larg utilizate circuite integrate liniare.

Aplicația practică

În cadrul aplicației practice din secțiunea 12-9, un AO este utilizat într-o aplicație industrială. Este vorba de un sistem mixt, optic și electronic, destinat determinării conținutului de substanțe chimice al soluțiilor, format dintr-o sursă de lumină cu lungimea de undă variabilă, o fotocelulă și un AO. Veți avea prilejul să vă folosiți cunoștințele despre AO pe care le veți dobândi în continuare.



12-1 PREZENTAREA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Primele amplificatoare operaționale (AO) au fost folosite, în principal, pentru efectuarea de operații matematice – adunare, scădere, integrare și derivare – de aici denumirea „operaționale". Aceste dispozitive de pionierat erau realizate cu tuburi cu vid și lucrau la tensiuni înalte. AO din zilele noastre sunt circuite integrate (CI) liniare, se alimentează la tensiuni continue relativ mici și sunt fiabile și ieftine.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să faceți o descriere elementară a AO și a caracteristicilor sale

- ▶ Să recunoașteți simbolul AO
- ▶ Să identificați terminalele capsulelor de AO
- ▶ Să descrieți AO ideal
- ▶ Să descrieți AO real

Simbolul și terminalele

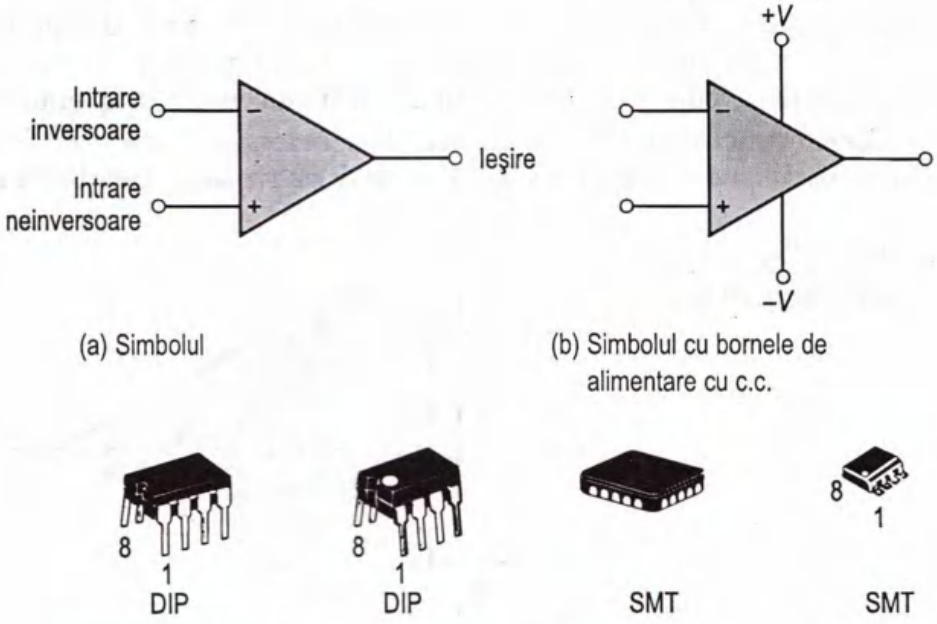
Simbolul standardizat al **amplificatorului operațional** (AO) este prezentat în fig. 12-1(a). El prezintă două borne de intrare – intrarea inversoare (–) și intrarea neinversoare (+) – și o bornă de ieșire. Un AO obișnuit trebuie alimentat cu două tensiuni continue, una pozitivă și cealaltă negativă, ca în fig. 12-1(b). De obicei, bornele de alimentare cu c.c. nu sunt reprezentate în simbol, pentru simplificare, însă prezența lor este totdeauna subînțeleasă. În fig. 12-1(c) sunt prezentate câteva tipuri de capsule de AO integrate.

AO ideal

Pentru a înțelege ce este, de fapt, un AO, vom trece în revistă caracteristicile lui *ideale*. Desigur că AO reale nu respectă standardele teoretice, însă studierea modelului ideal facilitează înțelegerea și analizarea dispozitivului.

FIGURA 12-1

Simboluri și capsule de AO.



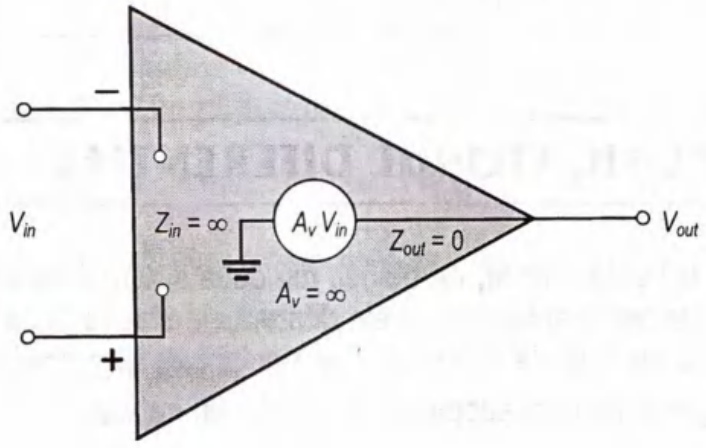
(a) Simbolul

(b) Simbolul cu bornele de alimentare cu c.c.

(c) Capsule tipice. Privind de deasupra, pinul 1 este totdeauna cel din stânga cheii (crestătură sau punct) la capsulele DIP (Dual In-line) și SMT (Surface-Mount Technology).

FIGURA 12-2

Reprezentarea AO ideal.



În primul rând, AO ideal are *câștigul în tensiune infinit* și *lățimea de bandă infinită*. Are, de asemenea, *impedanța de intrare infinită* (gol), deci nu afectează etajul anterior. În fine, are *impedanța de ieșire zero*. Aceste caracteristici sunt ilustrate în fig. 12-2. Tensiunea de intrare, V_{in}, este cea dintre cele două borne de intrare, iar tensiunea de ieșire este $A_v V_{in}$, așa cum indică simbolul sursei de tensiune din interior. Noțiunea de impedanță de intrare infinită constituie un instrument de lucru foarte important pentru analiza diverselor configurații de AO, care vor fi prezentate în secțiunea 12-5.

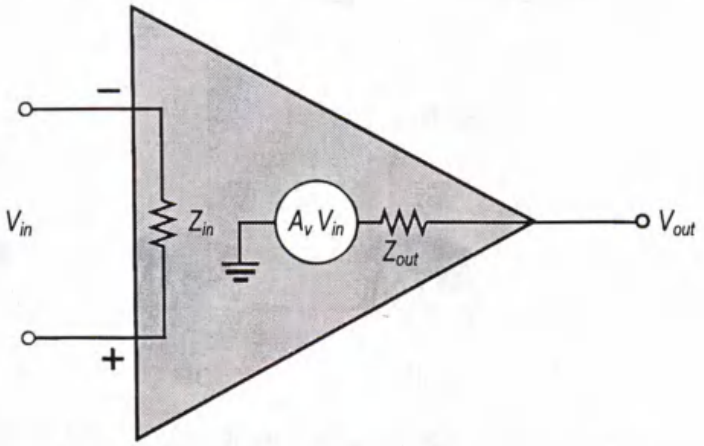
AO real

Deși AO **integrate** moderne se apropie, ca valori ale parametrilor, de modelul ideal, un AO ideal este imposibil de realizat.

Orice dispozitiv are anumite limite, iar AO integrate nu constituie o excepție. Ele sunt limitate atât din punctul de vedere al curentului, cât și al tensiunii. De exemplu, tensiunea de ieșire vârf la vârf este, de obicei, limitată la o valoare puțin mai mică decât tensiunea totală a celor două surse de alimentare. Curentul de ieșire prezintă restricții de natură internă, cum sunt puterea disipată și valorile componentelor.

Caracteristicile unui AO real sunt *câștigul în tensiune foarte mare, impedanța de intrare foarte mare, impedanța de ieșire foarte mică* și *banda de trecere largă*. Trei dintre ele apar în fig. 12-3.

FIGURA 12-3
Reprezentarea AO real.



SECȚIUNEA 12-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt bornele principale ale unui AO?
2. Prezentați câteva caracteristici ale AO reale.

12-2 AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL

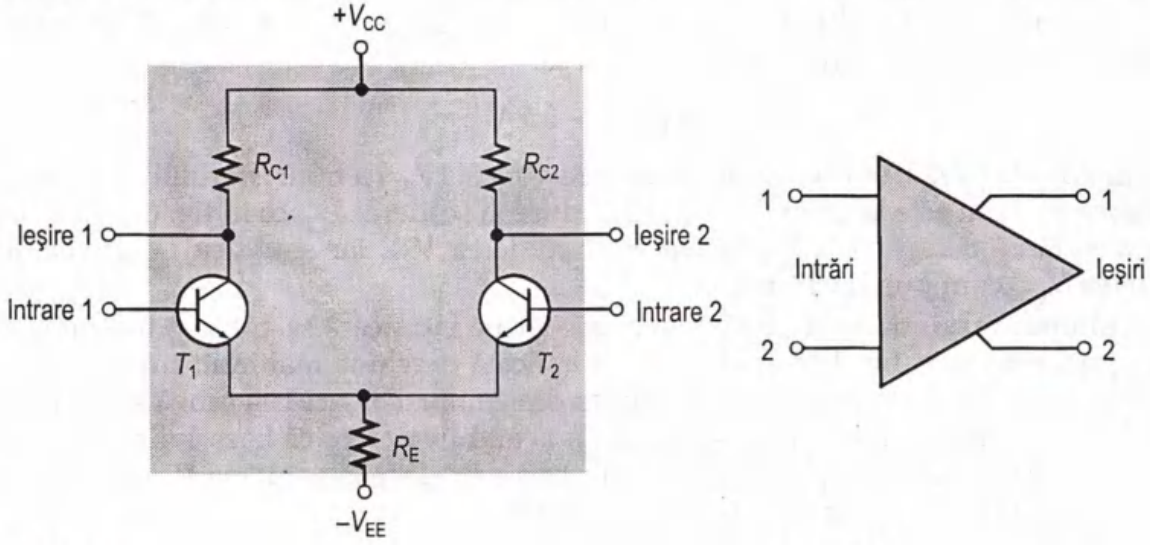
Circuitul unui AO este format, de obicei, din două sau mai multe etaje de amplificare diferențiale. Deoarece amplificatoarele diferențiale stau la baza operațiilor din interiorul AO, este util să aveți unele cunoștințe elementare despre acest tip de circuit.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați amplificatorul diferențial și modul lui de funcționare

- ▶ Să explicați funcționarea cu intrare nediferențială
- ▶ Să explicați funcționarea în modul diferențial
- ▶ Să explicați funcționarea în modul comun
- ▶ Să definiți *factorul de rejecție pe modul comun*
- ▶ Să prezentați modul de utilizare a amplificatoarelor diferențiale în AO

Circuitul de bază al unui **amplificator diferențial** și simbolul acestuia sunt prezentate în fig. 12-4. Etajele diferențiale de amplificare – elemente constituente ale AO – prezintă valori mari ale câștigului în tensiune și rejecției în modul comun (care va fi definită ulterior, în această secțiune). Remarcați că un amplificator diferențial are două ieșiri, pe când un AO are doar una.



(a) Circuitul (b) Simbolul

FIGURA 12-4

Amplificator diferențial elementar.

Principiul de funcționare

Deși, de obicei, un AO conține mai multe etaje de amplificare diferențiale, pentru înțelegerea principiului de funcționare ne vom rezuma la un singur amplificator diferențial. În analiza în c.c. a funcționării amplificatorului diferențial, prezentată în continuare, ne vom referi la fig. 12-5.

Mai întâi, când ambele intrări sunt la masă, tensiunea în emitor este de –0,7 V (fig. 12-5(a)). Se consideră că tranzistoarele sunt, din fabricație, absolut identice, deci în absența semnalului de intrare au același curent continuu de emitor. Prin urmare:

$$I_{E1} = I_{E2}$$

Întrucât cei doi curenți de emitor se însumează în R_E,

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{R_E}}{2}$$

unde:

$$I_{R_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E}$$

Utilizând aproximația $I_C \cong I_E$, se poate afirma că:

$$I_{C1} = I_{C2} \cong \frac{I_{R_E}}{2}$$

Având în vedere că ambii curenți de colector și ambele rezistoare din colector au valori egale (când tensiunea de intrare este zero),

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1}$$

Această situație este ilustrată în fig. 12-5(a).

În continuare, intrarea 2 rămâne la masă, iar pe intrarea 1 se aplică o tensiune continuă pozitivă, ca în fig. 12-5(b). Tensiunea pozitivă din baza tranzistorului T_1 produce o creștere a I_{C1} și mărește tensiunea din emitor la:

$$V_E = V_B - 0{,}7\,\text{V}$$

Din această cauză, tensiunea de polarizare directă (V_{BE}) a tranzistorului T_2 se reduce, deoarece baza lui este la masă (0 V), ceea ce duce la scăderea I_{C2}, ca în fig. (b). În ansamblu, rezultă că o creștere a I_{C1} are ca efect scăderea V_{C1}, iar scăderea I_{C2} are ca efect creșterea V_{C2}, cum puteți observa.

În ultimul caz, intrarea 1 rămâne la masă, iar pe intrarea 2 se aplică o tensiune continuă pozitivă, ca în fig. 12-5(c). Tensiunea aplicată deschide mai mult tranzistorul T_2, deci I_{C2} crește. De asemenea, crește tensiunea din emitor. Din această cauză scade tensiunea directă de polarizare a tranzistorului T_1, având în vedere că baza lui este la masă, ceea ce duce la scăderea I_{C1}. Rezultă că o creștere a I_{C2} duce la scăderea V_{C2}, iar scăderea I_{C1} duce la creșterea V_{C1}, cum se observă în figură.

Modurile de funcționare cu semnal

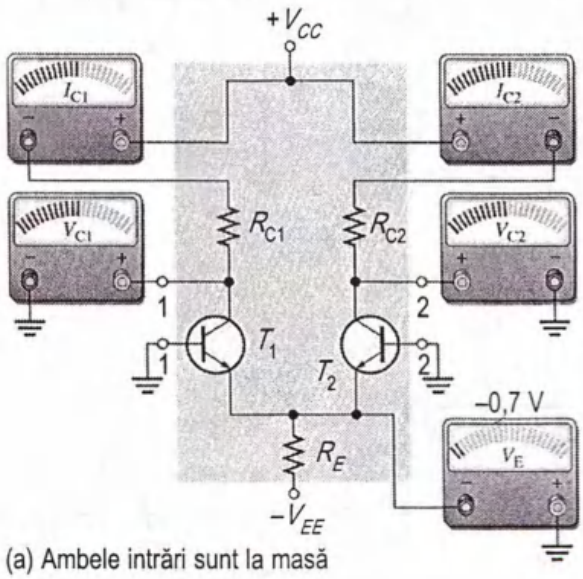
Cu intrare nediferențială În acest mod de funcționare, una dintre intrări este legată la masă, iar tensiunea de semnal se aplică doar pe cealaltă intrare, ca în fig. 12-6. Dacă semnalul se aplică pe intrarea 1, ca în fig. (a), la ieșirea 1 se obține un semnal inversat și amplificat, cum se observă. De asemenea, semnalul apare în fază în emitorul tranzistorului T_1. Întrucât emitorul lui T_1 este conectat cu cel al lui T_2, semnalul din emitor constituie semnal de intrare pentru T_2, care lucrează în configurația de amplificare cu baza comună. Acest semnal este amplificat de T_2 și apare, neinversat, la ieșirea 2. Situația descrisă este ilustrată în fig. (a).

Dacă semnalul se aplică pe intrarea 2, intrarea 1 fiind la masă, ca în fig. 12-6(b), la ieșirea 2 se culege un semnal inversat și amplificat. În acest caz, T_1 lucrează în configurația cu baza comună, la ieșirea 1 obținându-se un semnal neinversat și amplificat. Această situație este ilustrată în fig. (b).

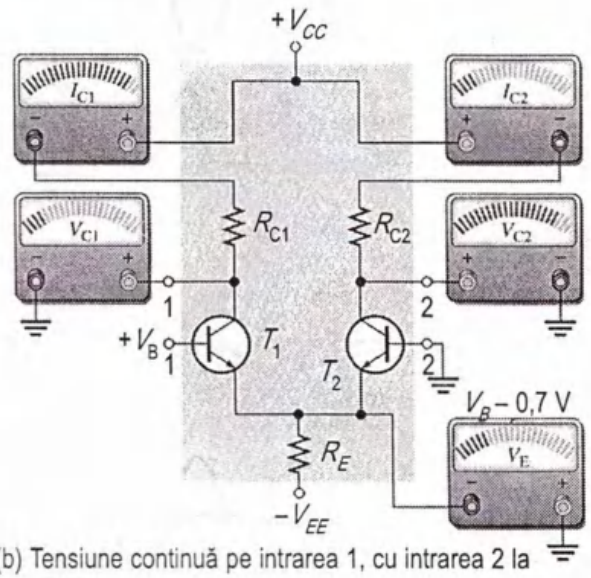
Cu intrare diferențială În acest mod de lucru, pe cele două intrări se aplică două semnale de polarități opuse (în opoziție de fază), ca în fig. 12-7(a). Fiecare intrare contribuie la semnalul obținut la ambele ieșiri, așa cum vom arăta în continuare.

Figura 12-7(b) înfățișează semnalele de ieșire rezultate ca urmare a aplicării unui semnal de intrare numai pe intrarea 1, ca în cazul discutat anterior. Similar, în fig. 12-7 (c),

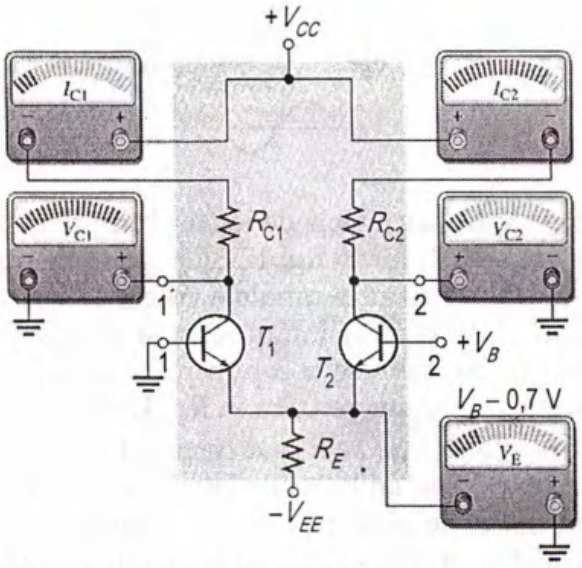
semnalele de ieșire se obțin în urma aplicării semnalului de intrare numai pe poarta 2. Remarcați, în fig. (b) și (c), că semnalele de la ieșirea 1 au aceeași polaritate. Acest lucru este valabil și pentru ieșirea 2. Compunând prin superpoziție semnalele obținute, în ambele cazuri, la ieșirile 1 și 2, obținem semnalele de ieșire în modul diferențial, prezentate în fig. 12-7(d).



(a) Ambele intrări sunt la masă



(b) Tensiune continuă pe intrarea 1, cu intrarea 2 la masă



(c) Tensiune continuă pe intrarea 2, cu intrarea 1 la masă

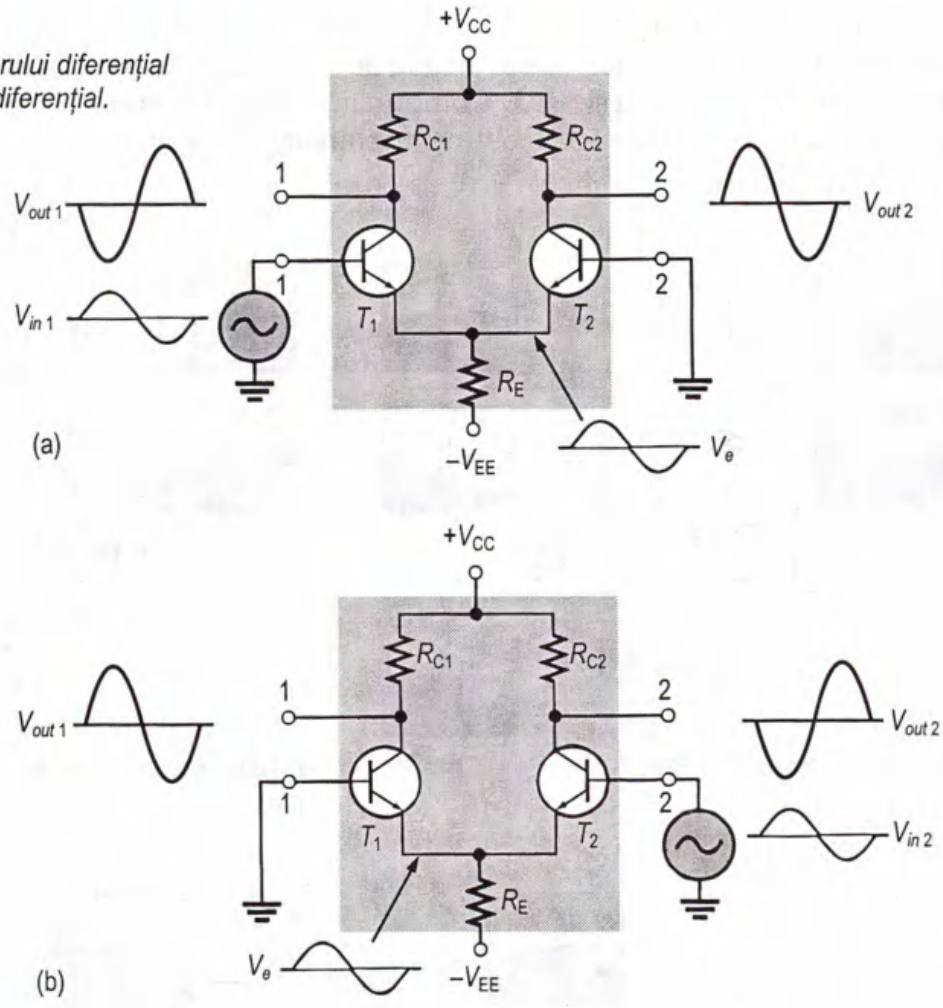
FIGURA 12-5

Principiul de funcționare al amplificatorului diferențial (se consideră masa la zero volți), cu modificările relative ale tensiunilor și curenților.

Cu intrare în modul comun Unul dintre cei mai importanți parametri ce caracterizează amplificatoarele diferențiale se poate determina în **modul comun**, când pe cele două intrări se aplică semnale cu aceeași fază, aceeași frecvență și aceeași amplitudine, ca în fig. 12-8(a). Și în acest caz, funcționarea poate fi înțeleasă mai bine dacă vom considera că fiecare semnal de intrare se aplică separat.

FIGURA 12-6

Funcționarea amplificatorului diferențial cu semnal de intrare nediferențial.

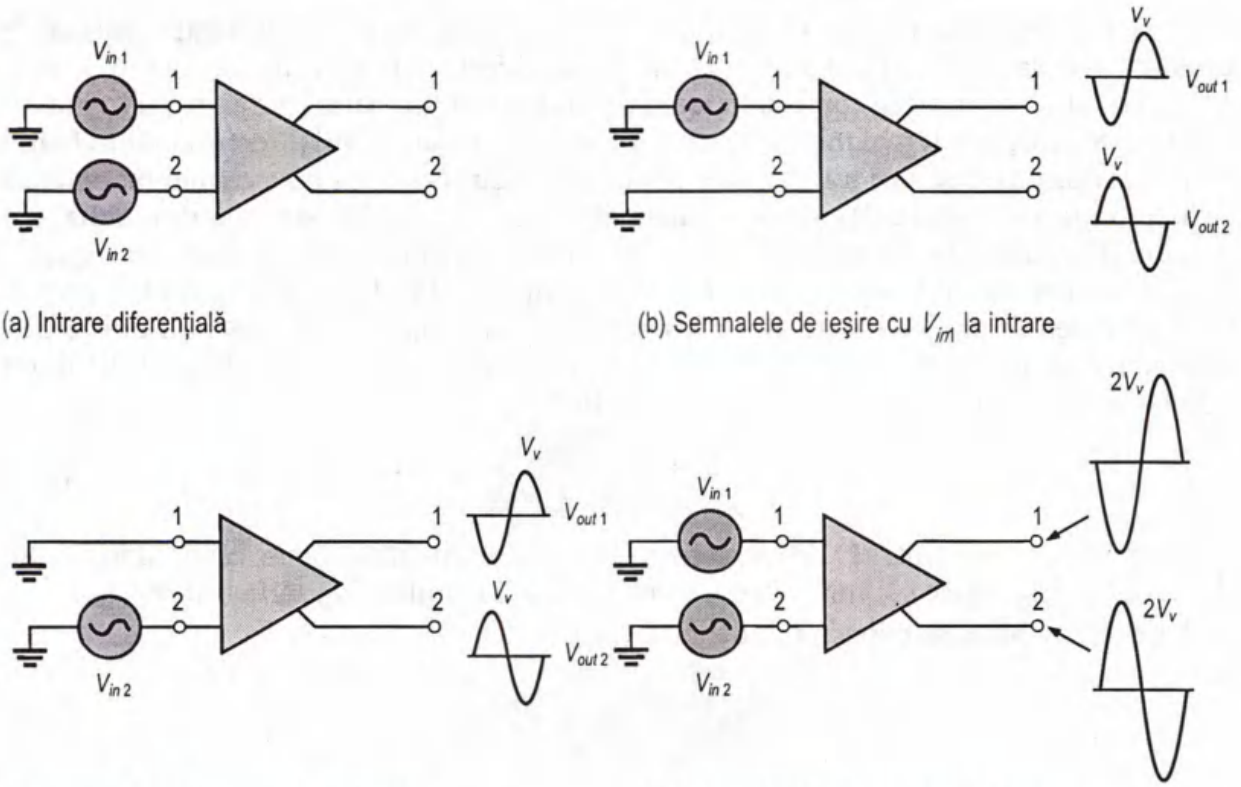


În fig. 12-8(b) sunt prezentate semnalele de ieșire obținute în urma aplicării unui semnal de intrare numai pe intrarea 1, iar în fig. 12-8(c) apar cele obținute în urma aplicării semnalului pe intrarea 2. Observați că semnalele culese la ieșirea 1 în cele două cazuri sunt de polarități opuse; același lucru se întâmplă și la ieșirea 2. Dacă se aplică semnale pe ambele intrări, semnalele de ieșire se compun prin superpoziție și se anulează reciproc, obținându-se tensiunea de ieșire zero, ca în fig. 12-8(d).

Acest fenomen se numește *rejecție pe modul comun*. El este important deoarece semnalele parazite apar, de obicei, pe ambele intrări ale amplificatorului diferențial. Prin rejecția pe modul comun, astfel de semnale nu apar la ieșiri, deci nu distorsionează semnalul util. Semnalele care intră în modul comun (zgomotul) sunt, în general, rezultatul captării pe conductoarele de intrare a energiei electromagnetice radiate de conductoarele din apropiere, de rețeaua de alimentare de 50 Hz sau de alte surse.

Factorul de rejecție pe modul comun

Semnalele utile se aplică fie pe o singură intrare, fie, în antifază, pe ambele intrări. Ele sunt amplificate, iar semnalele de la ieșiri se obțin așa cum am arătat înainte. Semnalele parazite (zgomotul) apar cu aceeași polaritate pe ambele intrări și sunt în cea mai mare parte anulate de către amplificatorul diferențial, neapărând la ieșiri. Capacitatea unui amplificator de a suprima semnalele ce intră în modul comun se exprimă printr-un parametru denumit **factor de rejecție pe modul comun (CMRR)**.



(a) Intrare diferențială

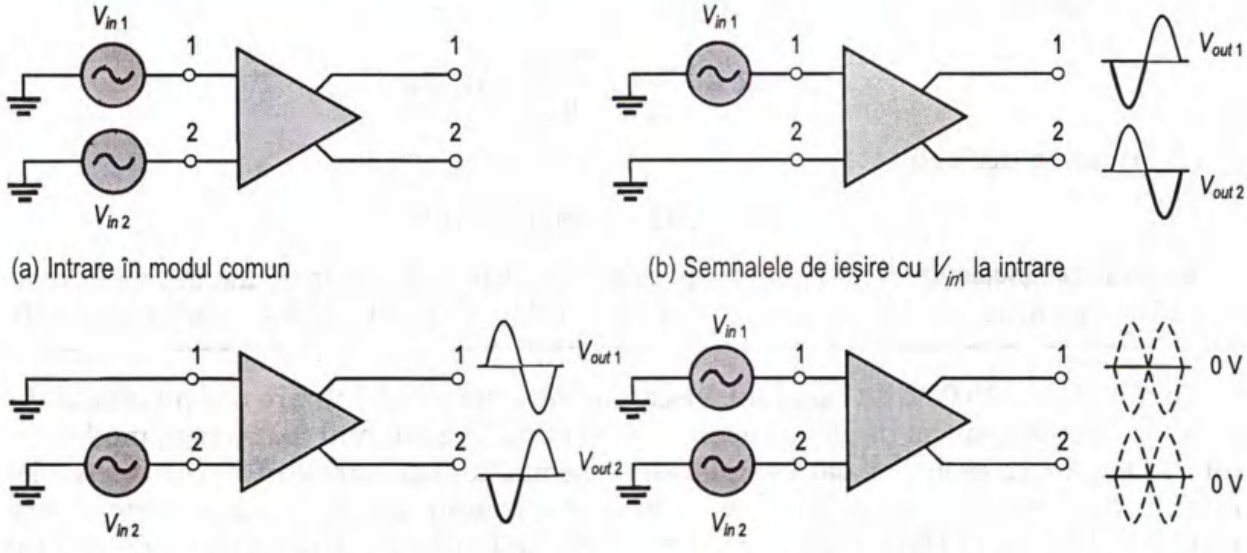
(b) Semnalele de ieşire cu V_{in1} la intrare

(c) Semnalele de ieşire cu V_{in2} la intrare

(d) Semnalele totale de ieşire cu intrarea diferențială

FIGURA 12-7

Funcționarea amplificatorului diferențial cu intrare diferențială.



(a) Intrare în modul comun

(b) Semnalele de ieşire cu V_{in1} la intrare

(c) Semnalele de ieşire cu V_{in2} la intrare

(d) Când intrarea se face în modul comun, semnalele de ieşire – de aceeaşi amplitudine, dar în antifază – se anulează reciproc, la fiecare ieşire obținându-se 0 V.

FIGURA 12-8

Funcționarea amplificatorului diferențial cu intrare în modul comun.

Teoretic, amplificatorul diferențial prezintă un câștig foarte mare pentru semnalele utile (cu semnal aplicat pe o singură intrare sau diferențial) și câștig zero pentru semnalele cu intrare în modul comun. În realitate însă există un foarte mic câștig și în modul comun (de obicei mult mai mic ca 1), câștigul în tensiune în modul diferențial fiind foarte mare (de obicei, de câteva mii). Cu cât câștigul în modul diferențial este mai mare decât cel în modul comun, cu atât sunt mai bune performanțele amplificatorului diferențial din punctul de vedere al suprimării semnalelor cu intrare în modul comun. Aceasta sugerează că o măsură adecvată a performanțelor unui amplificator diferențial în ceea ce privește suprimarea semnalelor parazite, pătrunse în modul comun ar fi raportul dintre câștigul în tensiune în modul diferențial, $A_{v(d)}$, și cel în modul comun, A_{cm}. Raportul amintit este factorul de rejecție pe modul comun, CMRR.

$$\text{CMRR} = \frac{A_{v(d)}}{A_{cm}} \tag{12-1}$$

Este de dorit ca valoarea CMRR să fie cât mai mare, cu alte cuvinte, câștigul în modul diferențial, $A_{v(d)}$, să fie cât mai mare, iar cel în modul comun, A_{cm}, să fie cât mai mic.

Frecvent, CMRR se exprimă în decibeli (dB), astfel:

$$\text{CMRR} = 20\log\left(\frac{A_{v(d)}}{A_{cm}}\right) \tag{12-2}$$

EXEMPLUL 12-1

Un amplificator diferențial are câștigul în tensiune în modul diferențial de 2000, iar câștigul în modul comun, de 0,2. Calculați CMRR și exprimați-l în decibeli.

Rezolvare

$A_{v(d)} = 2000$, iar $A_{cm} = 0{,}2$. Prin urmare:

$$\text{CMRR} = \frac{A_{v(d)}}{A_{cm}} = \frac{2000}{0{,}2} = \mathbf{10.000}$$

Exprimat în decibeli,

$$\text{CMRR} = 20\log(10000) = \mathbf{80\,dB}$$

Exercițiu complementar Pentru un amplificator al cărui câștig în tensiune în modul diferențial este de 8500 și cel în modul comun este de 0,25, calculați CMRR și exprimați-l în dB.

Un CMRR de 10.000, de exemplu, înseamnă că semnalul de intrare util (în modul diferențial) este amplificat de 10.000 de ori mai mult decât zgomotul (pătruns în modul comun). Deci, tot ca exemplu, dacă amplitudinea semnalului de intrare în modul diferențial este egală cu cea a zgomotului care intră în modul comun, amplitudinea la ieșire a semnalului util va fi de 10.000 de ori mai mare decât amplitudinea la ieșire a zgomotului. Prin aceasta, zgomotul și interferențele se elimină în cea mai mare parte.

Exemplul 12-2 ilustrează mai în profunzime conceptul de rejecție pe modul comun și funcționarea cu semnale de orice natură a amplificatoarelor diferențiale.

EXEMPLUL 12-2

Amplificatorul diferențial din fig. 12-9 are câștigul în tensiune în modul diferențial de 2500 și CMRR de 30.000. În fig. (a) s-a aplicat, pe o singură intrare, un semnal de 500 μV ef. În același timp, la ambele intrări a apărut, în modul comun, un semnal de interferență de 1 V, 60 Hz, radiat din rețeaua de alimentare. În fig. (b), pe ambele intrări se aplică, în modul diferențial, câte un semnal de 500 μV. Semnalul de interferență în modul comun rămâne același ca în primul caz.

(a) Calculați câștigul în modul comun.

(b) Exprimați CMRR în dB.

(c) Calculați valorile eficace ale semnalelor de ieșire ale circuitelor din fig. 12-9(a) și (b).

(d) Calculați valoarea eficace a tensiunii de interferență de la ieșire.

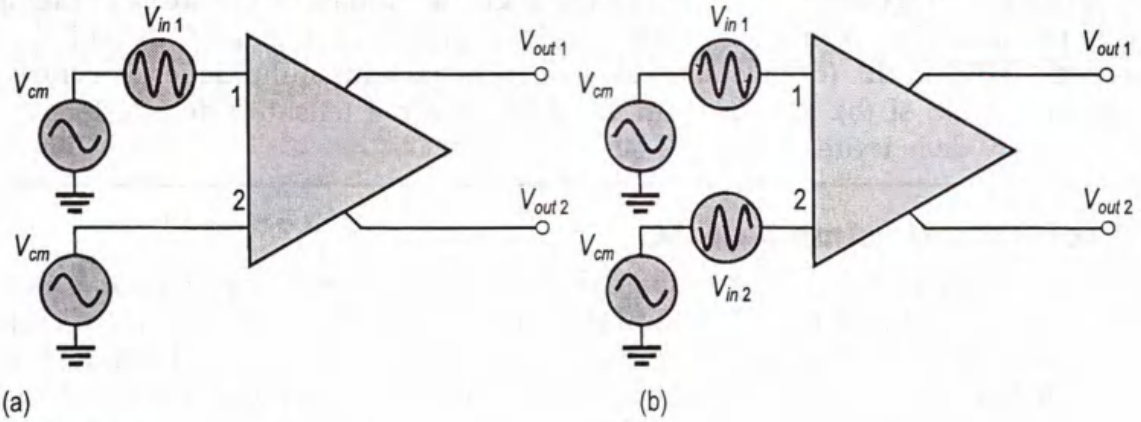


FIGURA 12-9

Rezolvare

(a) $\text{CMRR} = \dfrac{A_{v(d)}}{A_{cm}}$. Deci:

$$A_{cm} = \frac{A_{v(d)}}{\text{CMRR}} = \frac{2500}{30000} = \mathbf{0{,}083}$$

(b) $\text{CMRR} = 20\log(30000) = \mathbf{89{,}5\,dB}$

(c) În fig. 12-9(a), tensiunea diferențială de intrare, $V_{in(d)}$, este egală cu diferența dintre tensiunea de pe intrarea 1 și cea de pe intrarea 2. Întrucât intrarea 2 este la masă, tensiunea aferentă ei este zero. Deci:

$$V_{in(d)} = V_{in1} - V_{in2} = 500\,\mu\text{V} - 0\,\text{V} = 500\,\mu\text{V}$$

În acest caz, tensiunea semnalului de ieșire se culege la ieșirea 1.

$$V_{out1} = A_{v(d)}V_{in(d)} = (2500)(500\,\mu\text{V}) = \mathbf{1{,}25\,V\ ef.}$$

În fig. 12-9(b), tensiunea diferențială de intrare este egală cu diferența dintre cele două semnale de 500 μV, cu polarități opuse.

$$V_{in(d)} = V_{in1} - V_{in2} = 500\,\mu\text{V} - (-500\,\mu\text{V}) = 1000\,\mu\text{V} = 1\,\text{mV}$$

Tensiunea semnalului de ieșire este:

$$V_{out1} = A_{v(d)}V_{in(d)} = (2500)(1\,\text{mV}) = \mathbf{2{,}5\,V\ ef.}$$

De aici se observă că în modul de lucru cu intrare diferențială (două semnale de polarități opuse) câștigul este dublu față de cel obținut prin aplicarea semnalului la o singură intrare.

(d) Tensiunea de intrare în modul comun este de 1 V ef. Amplificarea în modul comun, A_{cm}, este de 0,083. Tensiunea de interferență (în modul comun) va fi, la ieșire:

$$A_{cm} = \frac{V_{out(cm)}}{V_{in(cm)}}$$

$$V_{out(cm)} = A_{cm} V_{in(cm)} = (0,083)(1\,\text{V}) = 83\,\text{mV}$$

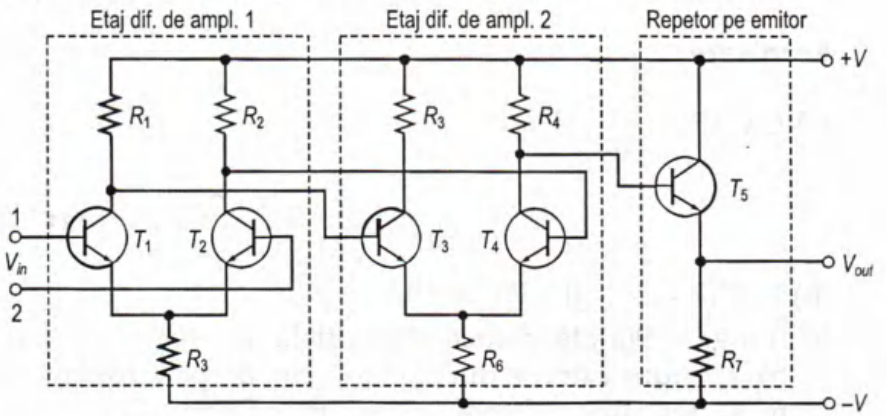
Exercițiu complementar Amplificatorul din fig. 12-9 are câștigul în tensiune în modul diferențial de 4200 și CMRR de 25.000. Pentru aceleași semnale de intrare ca în exemplu, aplicate prima dată pe o singură intrare și a doua oară diferențial: **(a)** Calculați A_{cm}. **(b)** Exprimați CMRR în dB. **(c)** Calculați valoarea eficace a semnalului de ieșire pentru circuitele din fig. (a) și (b). **(d)** Calculați valoarea eficace a tensiunii de interferență (în modul comun) de la ieșire.

O configurație simplă de AO

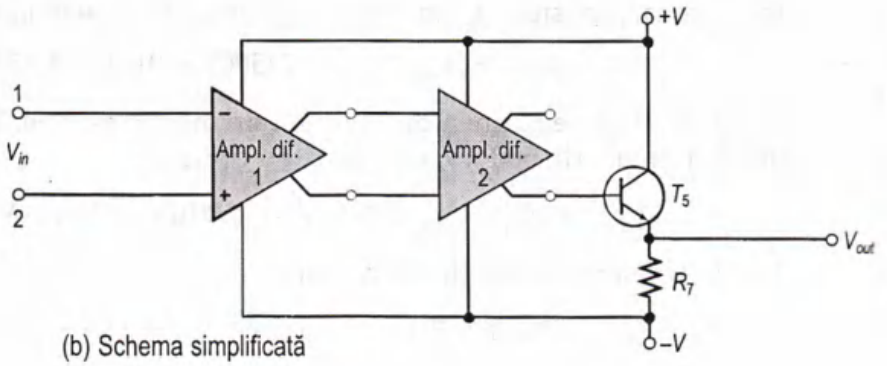
În fig. 12-10 apar două amplificatoare diferențiale și un repetor pe emitor, conectate într-o configurație simplă de AO. Primul etaj poate primi un semnal pe o singură intrare sau diferențial. Ieșirile diferențiale ale primului etaj sunt cuplate direct cu intrările diferențiale ale celui de-al doilea etaj. De la al doilea etaj se utilizează doar o singură ieșire, cu care se atacă repetorul pe emitor, în vederea obținerii unei impedanțe de ieșire mici. Ansamblul celor două etaje diferențiale prezintă un câștig mare în tensiune și un CMRR mare.

FIGURA 12-10

Circuitul intern, simplificat, al unui AO elementar.



(a) Circuitul



(b) Schema simplificată

SECȚIUNEA 12-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește funcționarea cu semnal de intrare nediferențial de cea cu semnal aplicat diferențial?
2. Definiți *rejecția pe modul comun.*
3. La o valoare constantă a câștigului în modul diferențial, un CMRR mai mare înseamnă un câștig în modul comun mai mare sau mai mic?

12-3 PARAMETRII AO

În secțiunea de față vom defini câțiva parametri importanți ai AO (cei din lista următoare). De asemenea, vom face o comparație între câteva tipuri de AO integrate din punctul de vedere al acestor parametri.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați câțiva parametri ai AO

- Să definiți *tensiunea de decalaj de la intrare*
- Să explicați deriva termică a tensiunii de decalaj de la intrare
- Să definiți *curentul de polarizare de intrare*
- Să definiți *impedanța de intrare*
- Să definiți *curentul de decalaj de la intrare*
- Să definiți *impedanța de ieșire*
- Să prezentați domeniul de tensiuni de intrare în modul comun
- Să explicați câștigul în tensiune în buclă deschisă
- Să definiți *factorul de rejecție pe modul comun*
- Să definiți *viteza de variație a semnalului de ieșire*
- Să prezentați răspunsul în frecvență
- Să faceți o comparație între parametrii câtorva tipuri de AO integrate

Tensiunea de decalaj de la intrare*

Un AO ideal furnizează la ieșire zero volți dacă la intrare se aplică tot zero volți. Însă în realitate la ieșire apare o tensiune continuă de valoare mică, $V_{OUT(er)}$, fără ca la intrare să fie aplicată o tensiune diferențială. Principala cauză o constituie micul decalaj dintre tensiunile bază-emitor ale etajului diferențial de intrare al AO, ilustrat în fig. 12-11(a).

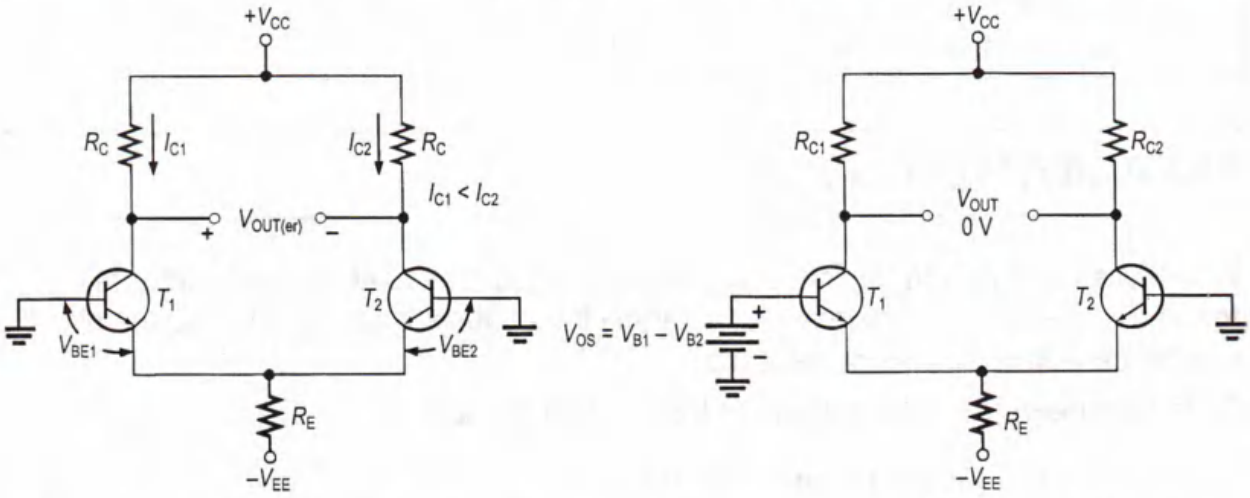
În general, tensiunea de ieșire a etajului diferențial de intrare poate fi exprimată astfel:

$$V_{OUT} = I_{C2}R_C - I_{C1}R_C$$

Un mic decalaj între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T_1 și T_2 se traduce printr-o mică diferență între curenții de colector. De aici rezultă valoarea V_{OUT} nenulă. (Rezistoarele din colector au aceeași valoare.)

* În limba engleză, *input offset voltage.* (n.t.)

Tensiunea de decalaj de la intrare, V_{OS}, menționată în cataloagele de AO, reprezintă valoarea tensiunii continue ce trebuie aplicată diferențial la intrare pentru ca la ieșire să se obțină diferențial zero volți. Figura 12-11(b) ilustrează aceste condiții. Valorile normale ale tensiunii de decalaj de la intrare sunt de maximum 2 mV, iar în cazul ideal – 0 V.



(a) Diferența dintre V_{BE1} și V_{BE2} generează la ieșire o mică tensiune de eroare.

(b) Tensiunea de decalaj de la intrare este diferența dintre tensiunile de intrare necesară pentru eliminarea tensiunii de eroare de la ieșire (V_{OUT} devine 0).

FIGURA 12-11

Interpretarea tensiunii de decalaj de la intrare, V_{OS}.

Deriva termică a tensiunii de decalaj de la intrare*

Deriva termică a tensiunii de decalaj de la intrare este un parametru referitor la V_{OS}, care precizează cât variază tensiunea de decalaj de la intrare pentru o variație a temperaturii de un grad. Valorile uzuale se încadrează în limitele 5 ... 50 μV pe grad Celsius. De obicei, AO cu valori nominale mai mari ale tensiunii de decalaj de la intrare prezintă o derivă termică mai mare.

Curentul de polarizare de intrare**

După cum știți, bornele de intrare ale unui amplificator diferențial realizat cu tranzistoare bipolare sunt, de fapt, bazele tranzistoarelor, deci curenții de intrare sunt curenții de bază.

Curentul de polarizare de intrare este curentul continuu ce trebuie aplicat la intrările amplificatorului pentru ca primul etaj să funcționeze corect. Prin definiție, curentul de polarizare de intrare este *media* curenților de intrare și se calculează astfel:

$$I_{POL} = \frac{I_1 + I_2}{2} \qquad (12\text{-}3)$$

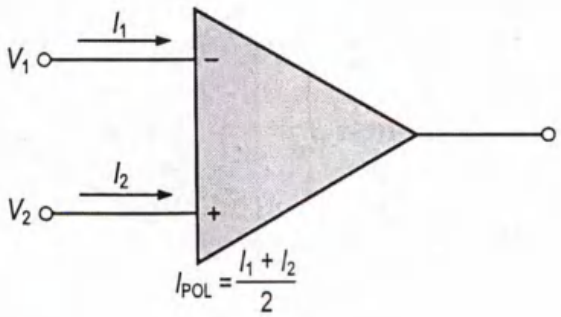
Interpretarea acestui parametru este prezentată în fig. 12-12.

* În limba engleză, *input offset voltage drift with temperature*. (n.t.)

** În limba engleză, *input bias current*. (n.t.)

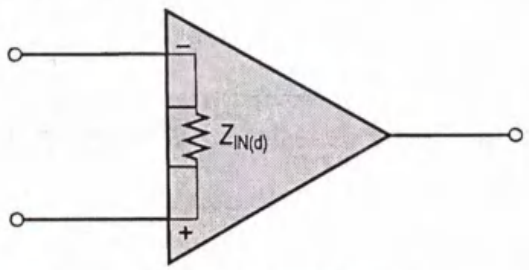
FIGURA 12-12

Curentul de polarizare de intrare este media celor doi curenți de intrare în AO.

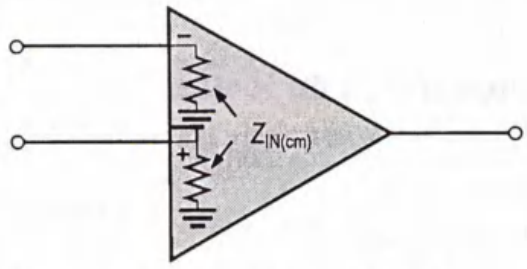


Impedanța de intrare

Cele două moduri de bază în care se precizează impedanța de intrare a unui AO sunt modul diferențial și modul comun. *Impedanța de intrare diferențială* este rezistența totală dintre intrarea inversoare și cea neinversoare, ca în fig. 12-13(a). Impedanța diferențială se măsoară prin determinarea variației curentului de polarizare pentru o variație dată a tensiunii de intrare diferențiale. *Impedanța de intrare în modul comun* este rezistența dintre fiecare intrare și masă și se măsoară prin determinarea variației curentului de polarizare pentru o variație dată a tensiunii de intrare în modul comun. Interpretarea ei se vede în fig. 12-13(b).



(a) Impedanța de intrare diferențială.



(b) Impedanța de intrare în modul comun.

FIGURA 12-13

Impedanța de intrare a AO.

Curentul de decalaj de la intrare*

Teoretic, curenții de polarizare de la cele două intrări sunt egali, deci diferența lor este zero. În realitate însă, curenții de polarizare nu sunt absolut egali.

Curentul de decalaj de la intrare, I_{OS}, este diferența, în valoare absolută, dintre curenții de polarizare de intrare.

$$I_{OS} = |I_1 - I_2| \tag{12-4}$$

Ordinul de mărime al curentului de decalaj este inferior cu cel puțin o treaptă (de zece ori) ordinului de mărime al curentului de polarizare. În numeroase aplicații, curentul de decalaj se poate neglija. Totuși, la amplificatoarele cu câștiguri și impedanțe de intrare mari, valoarea I_{OS} trebuie să fie cât se poate de mică, deoarece diferența dintre curenți generează, pe o rezistență de intrare mare, o tensiune de decalaj semnificativă, ca în fig. 12-14.

* În limba engleză, *input offset current*. (n.t.)

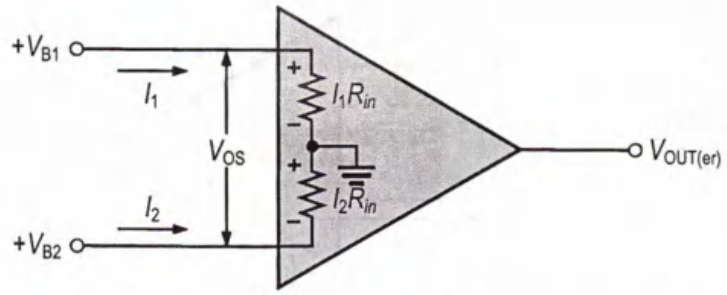


FIGURA 12-14
Efectul curentului de decalaj de la intrare.

Tensiunea de decalaj datorată curentului de decalaj de la intrare este:

$$V_{OS} = I_1R_{in} - I_2R_{in} = (I_1 - I_2)R_{in}$$

$$V_{OS} = I_{OS}R_{in} \tag{12-5}$$

Eroarea generată de I_{OS} este amplificată cu câștigul A_v al AO și apare la ieșire sub forma:

$$V_{OUT(er)} = A_vI_{OS}R_{in} \tag{12-6}$$

Variația curentului de decalaj din cauza temperaturii influențează tensiunea de eroare. Valorile uzuale ale coeficientului de temperatură al curentului de decalaj sunt de ordinul a 0,5 nA pe grad Celsius.

Impedanța de ieșire

Impedanța de ieșire este rezistența văzută dinspre borna de ieșire a AO, ca în fig. 12-15.

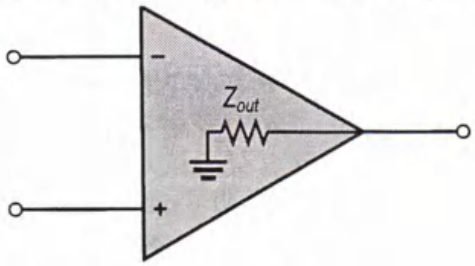


FIGURA 12-15
Impedanța de ieșire a AO.

Domeniul tensiunilor de intrare în modul comun

Orice AO funcționează la tensiuni de intrare ce se înscriu într-un domeniu limitat. *Domeniul tensiunilor de intrare în modul comun* cuprinde tensiunile care, aplicate pe ambele intrări, nu determină la ieșire limitări sau distorsiuni de orice altă natură. La multe AO, acest domeniu este de ±10 V pentru tensiuni continue de alimentare de ±15 V.

Câștigul în tensiune în buclă deschisă, A_{ol}*

Câștigul în tensiune în buclă deschisă al unui AO este câștigul în tensiune intern, propriu dispozitivului și este egal cu raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare în condițiile în care AO nu este conectat cu nici o componentă exterioară. Parametrul acesta este determinat exclusiv de circuitele din interior. Câștigul în tensiune în buclă deschisă poate ajunge până la valoarea de 200.000, dar *dispersia tehnologică este foarte mare*. În cataloage este menționat frecvent drept *câștig în tensiune la semnal mare***.

* Indicele *ol* provine de la *open loop* (buclă deschisă, în limba engleză). (n.t.)

** În limba engleză, *large-signal voltage gain*. (n.t.)

Factorul de rejecție pe modul comun

Factorul de rejecție pe modul comun (CMRR), prezentat deja la amplificatoarele diferențiale, este o măsură a capacității AO de a suprima semnalele ce intră în modul comun. Un CMRR infinit înseamnă că la ieșire se obține zero dacă la ambele intrări se aplică același semnal (în modul comun).

Practic nu se poate realiza un CMRR infinit, dar un AO de calitate are CMRR foarte mare. După cum am mai spus, semnalele ce pătrund în modul comun sunt tensiuni datorate interferențelor, ca de exemplu, pulsații de 50 Hz din rețeaua de alimentare și zgomot radiat de alte circuite. Cu un CMRR de valoare mare, AO elimină, practic, de la ieșire semnalele datorate interferențelor.

Ca definiție a CMRR pentru AO s-a acceptat raportul dintre câștigul în tensiune în buclă deschisă (A_{ol}) și câștigul în modul comun.

$$\text{CMRR} = \frac{A_{ol}}{A_{cm}} \tag{12-7}$$

De obicei, acesta se exprimă în decibeli astfel:

$$\text{CMRR} = 20\log\left(\frac{A_{ol}}{A_{cm}}\right) \tag{12-8}$$

EXEMPLUL 12-3

Un AO are câștigul în tensiune în buclă deschisă de 100.000 și câștigul în modul comun de 0,25. Calculați CMRR și exprimați-l în decibeli.

Rezolvare

$$\text{CMRR} = \frac{A_{ol}}{A_{cm}} = \frac{100000}{0{,}25} = \mathbf{400000}$$

$$\text{CMRR} = 20\log(400000) = \mathbf{112\ dB}$$

Exercițiu complementar Dacă un AO are CMRR de 90 dB și câștigul în modul comun de 0,4, cât este câștigul în tensiune în buclă deschisă?

Viteza de variație a semnalului de ieșire*

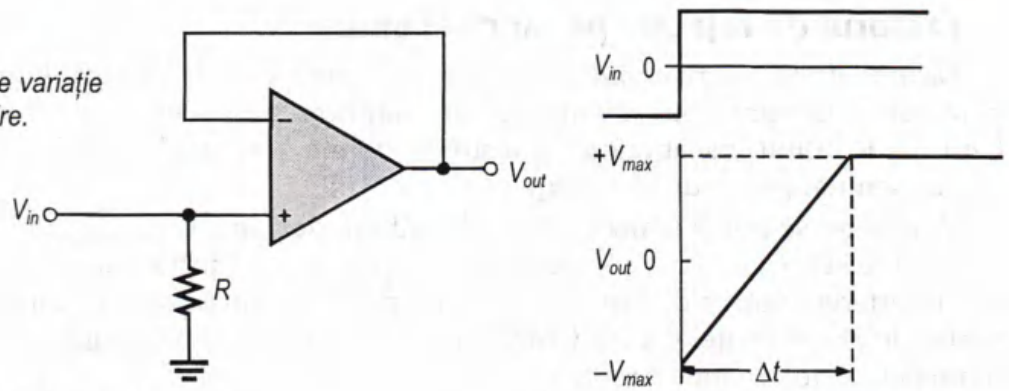
Panta maximă, la ieșire, a răspunsului la un semnal treaptă de intrare se numește **viteza de variație a semnalului de ieșire**. Aceasta depinde de răspunsurile la frecvențe înalte ale etajelor de amplificare din interiorul AO.

Viteza de variație a semnalului de ieșire se măsoară cu AO conectat ca în fig. 12-16(a). Este o configurație neinversoare, cu câștig unitar, pe care o vom studia ulterior, și care dă valoarea parametrului în cazul cel mai defavorabil (valoarea cea mai mică). Amintiți-vă că, în semnalul treaptă, componentele de frecvențe înalte caracterizează fronturile și că răspunsul unui amplificator la semnalul treaptă este limitat de frecvența de tăiere superioară. Cu cât frecvența de tăiere superioară este mai joasă, cu atât panta răspunsului la semnalul treaptă este mai lentă.

* În limba engleză, *slew rate*, cu notația SR. (n.t.)

FIGURA 12-16

Măsurarea vitezei de variație a semnalului de ieşire.



(a) Circuitul de măsură

(b) Tensiunea treaptă de la intrare şi tensiunea obținută la ieşire

La intrare se aplică un impuls de forma arătată, iar la ieșire se măsoară tensiunea din fig. 12-16(b), în cazul ideal. Durata impulsului de intrare trebuie să fie suficient de mare pentru a permite semnalului de ieșire să se desfășoare între limita lui inferioară și cea superioară, ca în figură. Este deci necesar un anumit interval de timp, Δt, pentru ca, la aplicarea impulsului treaptă, tensiunea de ieșire să ajungă de la limita inferioară, $-V_{max}$, la limita superioară, $+V_{max}$. Viteza de variație a semnalului de ieșire are expresia:

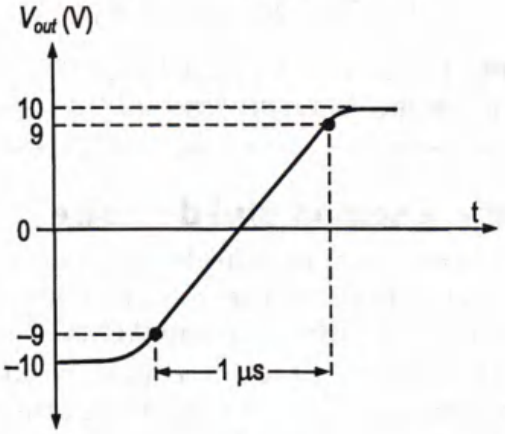
$$\text{SR} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} \tag{12-9}$$

unde $\Delta V_{out} = +V_{max} - (-V_{max})$. Viteza de variație a tensiunii de ieșire se măsoară în volți pe microsecundă (V/μs).

EXEMPLUL 12-4

Tensiunea de ieșire, ca răspuns la un semnal treaptă, a unui AO este cea prezentată în fig. 12-17. Determinați viteza de variație a tensiunii de ieșire.

FIGURA 12-17



Rezolvare

Tensiunea de ieșire se desfășoară de la limita inferioară la cea superioară într-un interval de 1 μs. Ținând seama de faptul că răspunsul nu poate fi ideal, se consideră limitele la 90% din valorile extreme, cum observați. Prin urmare, limita superioară este la +9 V, iar cea inferioară, la –9 V. Viteza de variație a tensiunii de ieșire este:

$$SR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = \frac{+9\,V - (-9\,V)}{1\,\mu s} = 18\,V/\mu s$$

Exercițiu complementar La intrarea unui AO se aplică un impuls, iar tensiunea de ieșire parcurge domeniul –8 V ... +7 V în 0,75 μs. Cât este viteza de variație a semnalului de ieșire?

Răspunsul în frecvență

Etajele de amplificare interne care intră în alcătuirea unui AO au câștigurile în tensiune limitate de capacitățile joncțiunilor, cum am arătat în capitolul 10. Deși amplificatoarele diferențiale ce formează un AO se deosebesc puțin de amplificatoarele elementare analizate, principiile care li se aplică sunt aceleași. Oricum, în interiorul AO nu există condensatoare de cuplaj; prin urmare, răspunsul la frecvențe joase este extins până la c.c. (0 Hz). Caracteristicile de frecvență ale AO vor fi prezentate în capitolul următor.

TABELUL 12-1

AO	Tensiunea de decalaj de la intrare (mV) (max)	Curentul de polarizare de intrare (nA) (max)	Impedanța de intrare (MΩ) (min)	Câștigul în buclă deschisă (tipic)	Viteza de variație a semnalului de ieșire (V/μs) (tipică)	CMRR (dB) (min)	Observații
LM741C	6	500	0,3	200.000	0,5	70	Standard industrial
LM101A	7,5	250	1,5	160.000	–	80	De uz general
OP113E	0,075	600	–	2.400.000	1,2	100	Zgomot şi derivă mici
OP177A	0,01	1,5	26	12.000.000	0,3	130	De foarte mare precizie
OP184E	0,065	350	–	240.000	2,4	60	De precizie
AD8009AR	5	150	–	–	5500	50	B = 700 MHz, ultra-rapid, cu distorsiuni reduse, cu reacție negativă în curent
AD8041A	7	2000	0,16	56000	160	74	B = 160 MHz
AD8055A	5	1200	10	3500	1400	82	Reacție negativă ultra-rapidă în tensiune

Comparație între parametrii AO

Tabelul 12-1 oferă posibilitatea de a compara câteva AO integrate de uz larg din punctul de vedere al valorilor unora dintre parametrii studiați anterior. Valorile care lipsesc nu sunt menționate în catalogul producătorului.

Alte facilități

Majoritatea AO de uz larg prezintă trei facilități importante: protecție la scurtcircuit, împiedicarea menținerii aceleiași tensiuni la ieșire* și anularea decalajului de la intrare. Protecția la scurtcircuit împiedică deteriorarea circuitului în cazul unui scurtcircuit la ieșire. Cea de-a doua facilitate previne ca la ieșirea AO să rămână un același nivel al tensiunii (minim sau maxim), pentru anumite condiții impuse semnalului de intrare.

* În limba engleză, *latch-up* („agățare în partea de sus"). (n.t.)

Anularea decalajului de la intrare se realizează prin intermediul unui potențiometru exterior, cu care se reglează tensiunea de ieșire exact la zero când semnalul de intrare este zero.

SECȚIUNEA 12-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Enumerați minimum zece parametri ai AO.
2. Care sunt cei doi parametri dependenți de frecvență, cu excepția răspunsului în frecvență?

12-4 REACȚIA NEGATIVĂ

Reacția negativă este unul dintre cele mai utile concepte din electronică, în special pentru aplicațiile AO. Reacția negativă este o metodă prin care o parte din tensiunea de ieșire a unui amplificator este adusă la intrare în antifază față de semnalul de intrare (sau se scade din acesta).

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați reacția negativă în circuitele cu AO

- ▶ Să arătați de ce se folosește reacția negativă
- ▶ Să descrieți consecințele reacției negative

Conceptul de **reacție negativă** este ilustrat în fig. 12-18. Intrarea inversoare (–) defazează, practic, cu 180° semnalul de reacție față de semnalul de intrare.

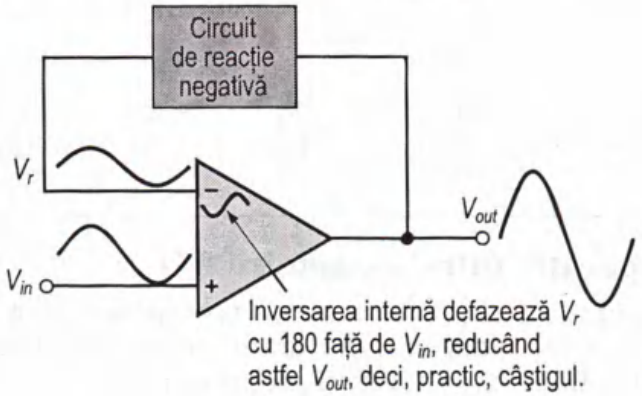


FIGURA 12-18
Ilustrarea reacției negative.

De ce se folosește reacția negativă?

După cum ați aflat, câștigul în tensiune în buclă deschisă propriu AO obișnuite este foarte mare (în mod normal, de peste 100.000). Din această cauză, o tensiune de intrare extrem de mică poate aduce ieșirile AO în saturație. Chiar și tensiunea de decalaj de la intrare poate aduce un AO la saturație. De exemplu, să considerăm că $V_{IN} = 1$ mV și $A_{ol} =$ = 100.000. Atunci:

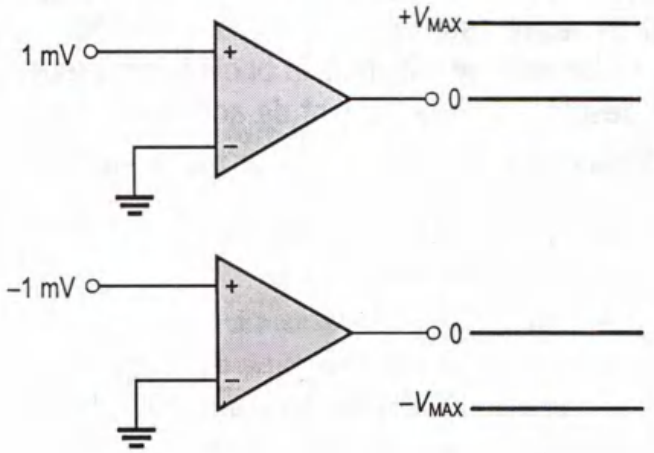
$$V_{IN}A_{ol} = (1\,\text{mV})(100000) = 100\,\text{V}$$

Deoarece tensiunea de ieșire a unui AO nu poate atinge niciodată 100 V, acesta se saturează puternic și semnalul de ieșire va fi limitat de nivelurile maxime, ca în fig. 12-19, pentru un semnal de 1 mV pozitiv, cât și negativ.

Utilitatea unui AO fără reacție negativă este extrem de restrânsă, fiind limitată, în general, la comparatoare și la alte câteva aplicații (ce urmează a fi studiate). În prezența reacției negative, câștigul în tensiune în buclă închisă (A_{cl}*) poate fi redus și i se pot impune valori adecvate pentru funcționarea AO în regim de amplificator liniar. Pe lângă posibilitatea unui câștig în tensiune impus și stabil, prin reacția negativă se pot stabili și impedanțele de intrare și de ieșire și lățimea de bandă a amplificatorului. Tabelul 12-2 trece în revistă influențele majore ale reacției negative asupra comportării AO.

FIGURA 12-19

În absența reacției negative, o mică tensiune de intrare produce limitarea semnalului la ieşirea AO, dispozitivul funcționând neliniar.



TABELUL 12-2

	Câştigul în tensiune	Z intrare	Z ieşire	Lățimea de bandă
Fără reacție negativă	A_{ol} este prea mare pentru amplificare liniară	Relativ mare (vezi tabelul 12-1)	Relativ mică	Relativ mică (deoarece câştigul este foarte mare)
Cu reacție negativă	A_{cl} este fixat, prin circuitul de reacție, la valoarea dorită	Poate fi mărită sau micşorată până la valoarea dorită, în funcție de tipul circuitului	Poate fi redusă până la valoarea dorită	Semnificativ lărgită

SECȚIUNEA 12-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce îmbunătățiri aduce reacția negativă unui circuit cu AO?
2. De ce este necesară reducerea câștigului unui AO față de valoarea în buclă deschisă?

* Indicele *cl* provine de la *closed loop* (buclă închisă, în limba engleză). (n.t.)

12-5 CONFIGURAȚII CU AO CU REACȚIE NEGATIVĂ

În secțiunea ce urmează vom discuta câteva metode simple de a utiliza un AO într-o configurație cu reacție negativă în scopul stabilirii unui anumit câștig și al lărgirii benzii de trecere. Câștigul extrem de mare în buclă deschisă al AO implică instabilitate, deoarece o mică tensiune de zgomot ajunsă la intrare poate fi amplificată într-atât încât să ducă la ieșirea amplificatorului din regiunea liniară. De asemenea, se pot genera și oscilații parazite. Pe lângă toate acestea, câștigul în buclă deschisă al AO poate varia semnificativ de la un dispozitiv la altul de același tip. Prin reacție negativă, o parte din semnalul de ieșire este adusă, cu faza schimbată, la intrare, în acest mod câștigul, practic, reducându-se. Câștigul în buclă închisă este, de obicei, mult mai mic decât cel în buclă deschisă și independent de acesta.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați configurațiile cu AO de amplificator neinversor, repetor și amplificator inversor

- ▶ Să definiți *câștigul în tensiune în buclă închisă*
- ▶ Să recunoașteți configurația de amplificator neinversor
- ▶ Să calculați câștigul în tensiune în buclă închisă al unui amplificator neinversor
- ▶ Să recunoașteți configurația de repetor
- ▶ Să recunoașteți configurația de amplificator inversor
- ▶ Să calculați câștigul în tensiune în buclă închisă al unui amplificator inversor

Câștigul în tensiune în buclă închisă, A_{cl}

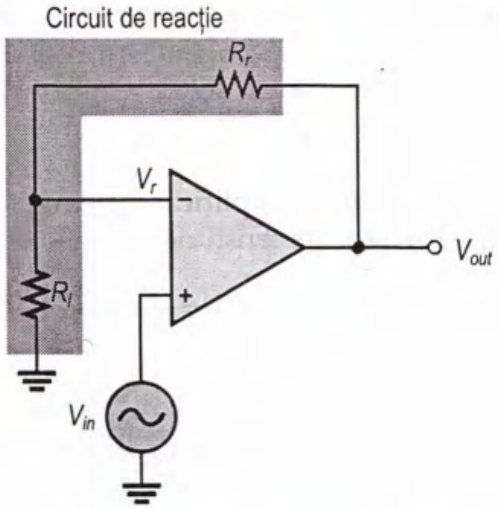
Câștigul în tensiune în buclă închisă este câștigul în tensiune al unui AO cu reacție externă. Configurația de amplificare constă din AO și din circuitul exterior de reacție negativă, conectat între ieșire și intrarea inversoare. Câștigul în tensiune în buclă închisă este determinat de valorile componentelor externe și poate fi stabilit cu precizie prin intermediul lor.

Amplificatorul neinversor

În fig. 12-20 este prezentat un AO în configurație de **amplificator neinversor**, cu **buclă închisă**, pentru care câștigul în tensiune poate fi stabilit după dorință. Semnalul de intrare se aplică pe intrarea neinversoare (+). Semnalul de ieșire este aplicat pe intrarea inversoare (–) după ce parcurge circuitul de reacție (bucla închisă), format din R_i și R_r. Reacția negativă acționează în felul următor: R_i și R_r formează un circuit divizor de tensiune pe care se repartizează V_{out}, iar partea reprezentată de V_r se aplică pe intrarea inversoare. Expresia tensiunii de reacție este:

$$V_r = \left(\frac{R_i}{R_i + R_r} \right) V_{out}$$

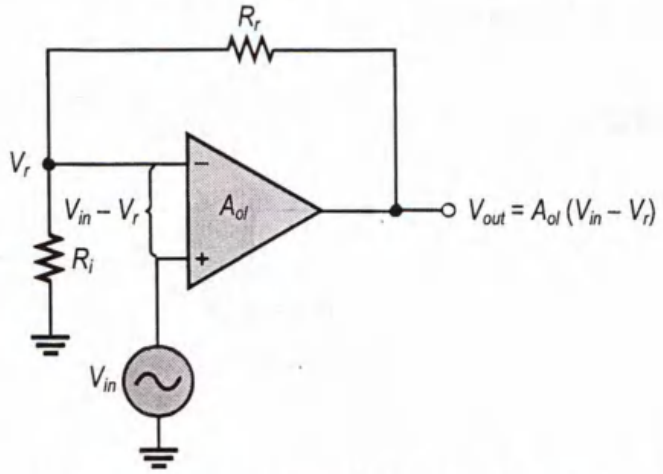
FIGURA 12-20
Amplificator neinversor.



Diferența dintre tensiunea de intrare, V_{in}, și tensiunea de reacție, V_r, constituie semnalul diferențial de intrare în AO, cum se observă în fig. 12-21. Această tensiune diferențială se înmulțește (amplifică) cu câștigul în tensiune în buclă deschisă al AO (A_{ol}), iar la ieșire se obține o tensiune ce are expresia:

$$V_{out} = A_{ol}(V_{in} - V_r)$$

FIGURA 12-21
Semnalul diferențial de intrare $V_{in} - V_r$.



Notând $R_i/(R_i + R_r) = A_r$, adică atenuarea circuitului de reacție, și înlocuind V_r cu $A_r V_{out}$ în formula precedentă, obținem:

$$V_{out} = A_{ol}(V_{in} - A_r V_{out})$$

Apoi, prin calcule elementare, rezultă:

$$V_{out} = A_{ol}V_{in} - A_{ol}A_r V_{out}$$
$$V_{out} + A_{ol}A_r V_{out} = A_{ol}V_{in}$$
$$V_{out}(1 + A_{ol}A_r) = A_{ol}V_{in}$$

Întrucât câștigul în tensiune global al amplificatorului din fig. 12-20 este V_{out}/V_{in}, el poate fi exprimat ca:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}A_r}$$

Produsul $A_{ol}A_r$ este, de obicei, mult mai mare ca 1, deci ecuația poate fi aproximată prin:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{ol}}{A_{ol}A_r} = \frac{1}{A_r}$$

Câștigul în buclă închisă al unui amplificator neinversor (NI) este inversul atenuării A_r a circuitului de reacție (divizor de tensiune).

$$A_{cl(\text{NI})} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{A_r} = \frac{R_i + R_r}{R_i}$$

Prin urmare:

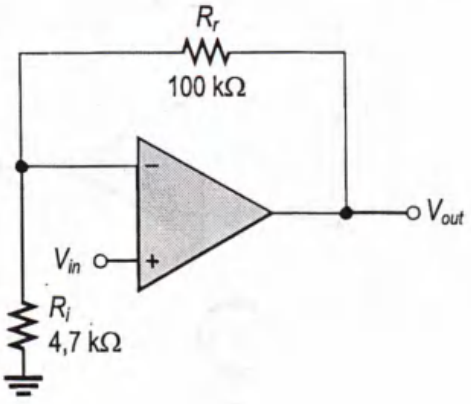
$$A_{cl(\text{NI})} = 1 + \frac{R_r}{R_i} \qquad (12\text{-}10)$$

Observați că dacă este îndeplinită condiția $A_{ol}A_r >> 1$, câștigul în tensiune în buclă închisă nu depinde deloc de câștigul în tensiune în buclă deschisă al AO. Câștigul în buclă închisă poate fi fixat prin alegerea corespunzătoare a valorilor R_i și R_r.

EXEMPLUL 12-5

Calculați câștigul amplificatorului din fig. 12-22. Câștigul în tensiune în buclă deschisă al AO este de 100.000.

FIGURA 12-22



Rezolvare

Configurația dată este de amplificator neinversor. Prin urmare, câștigul în tensiune în buclă închisă are valoarea:

$$A_{cl(\text{NI})} = 1 + \frac{R_r}{R_i} = 1 + \frac{100\,\text{k}\Omega}{4{,}7\,\text{k}} = \mathbf{22{,}3}$$

Exercițiu complementar Dacă amplificatorul din fig. 12-22 are câștigul în tensiune în buclă deschisă de 150.000 și R_r este de 150 kΩ, calculați câștigul în tensiune în buclă închisă.

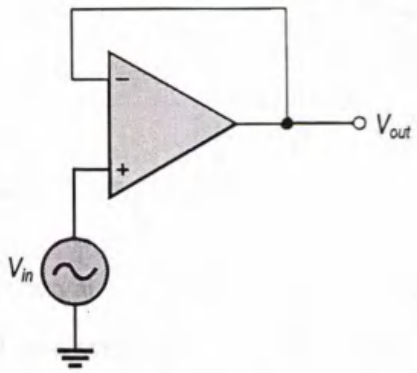
Repetorul

Configurația de **repetor** constituie un caz particular de amplificator neinversor, în care întreaga tensiune de ieșire este adusă la intrarea inversoare (–) prin conectare directă, ca în fig. 12-23. După cum observați, reacția prin conectare directă are ca rezultat un câștig în

tensiune egal cu 1 (adică semnalul de intrare nu își schimbă valoarea). Câștigul în tensiune în buclă închisă al unui amplificator neinversor este $1/A_r$, după cum am dedus mai înainte. Deoarece, în cazul repetorului, $A_r = 1$, câștigul în tensiune în buclă închisă al acestuia este:

$$A_{cl(REP)} = 1 \tag{12-11}$$

FIGURA 12-23
Repetor cu AO.

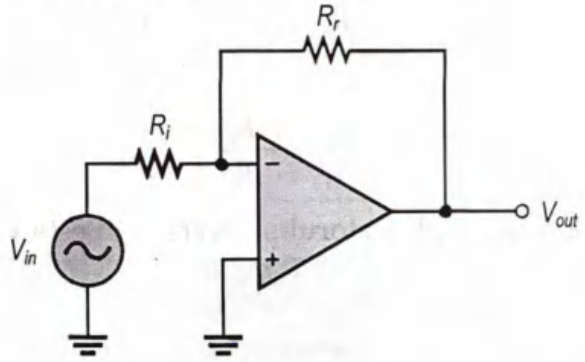


Caracteristicile cele mai importante ale configurației de repetor sunt impedanța de intrare foarte mare și impedanța de ieșire foarte mică. Din acest motiv, ele sunt aproape etajul tampon ideal pentru adaptarea dintre sursele cu impedanță mare și sarcinile cu impedanță mică. Vom discuta acest aspect în secțiunea 12-6.

Amplificatorul inversor

În fig. 12-24 este prezentat un AO în configurație de **amplificator inversor**, având câștigul în tensiune fixat din exterior. Semnalul de intrare se aplică pe intrarea inversoare (–) prin rezistorul serie R_i. Semnalul de ieșire se aduce prin R_r și se aplică pe aceeași intrare. Intrarea neinversoare (+) este la masă.

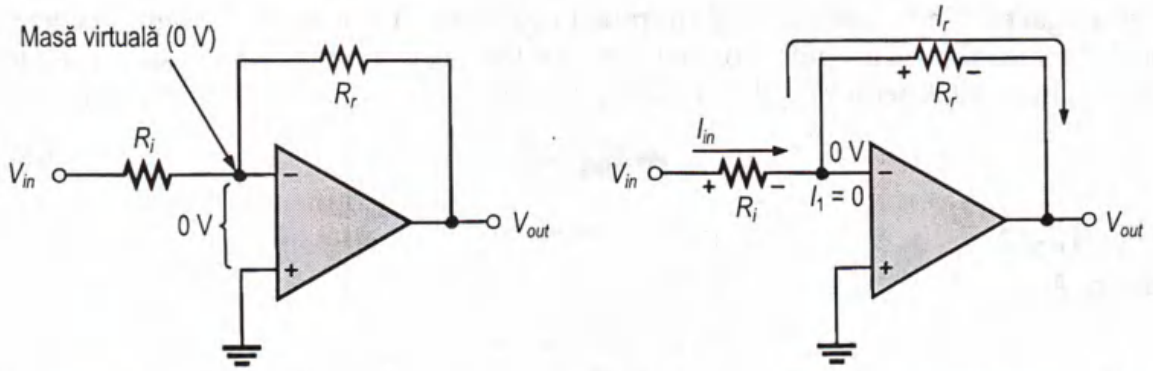
FIGURA 12-24
Amplificator inversor.



De aici vom folosi, pentru simplificarea analizei circuitului, parametrii AO ideal prezentați în prealabil. În special noțiunea de impedanță de intrare infinită este deosebit de utilă. O impedanță de intrare infinită este echivalentă cu existența unui curent nul prin intrarea inversoare, ceea ce înseamnă că între intrarea inversoare și cea neinversoare *nu* există cădere de tensiune. Deducem că tensiunea de la intrarea inversoare (–) trebuie să fie zero, deoarece intrarea neinversoare (+) este la masă. Această tensiune nulă de la borna de intrare inversoare este numită *masă virtuală*. Figura 12-25(a) ilustrează situația descrisă.

Întrucât prin intrarea inversoare curentul este nul, curenții prin R_i și R_r au valori egale, cum arată fig. 12-25(b).

$$I_{in} = I_r$$



(a) Masa virtuală

(b) $I_{in} = I_r$, iar curentul prin intrarea inversoare (I_1) este 0.

FIGURA 12-25

Conceptul de masă virtuală și deducerea câștigului în tensiune în buclă închisă la amplificatorul inversor.

Căderea de tensiune pe R_i este egală cu V_{in} deoarece borna opusă a rezistorului se găsește la masa virtuală. Deci:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_i}$$

De asemenea, căderea de tensiune pe R_r este egală cu $-V_{out}$, tot datorită masei virtuale, deci:

$$I_r = \frac{-V_{out}}{R_r}$$

Deoarece $I_r = I_{in}$,

$$\frac{-V_{out}}{R_r} = \frac{V_{in}}{R_i}$$

Rearanjând termenii:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_r}{R_i}$$

Desigur, câștigul global al amplificatorului inversor (I) este V_{out}/V_{in}.

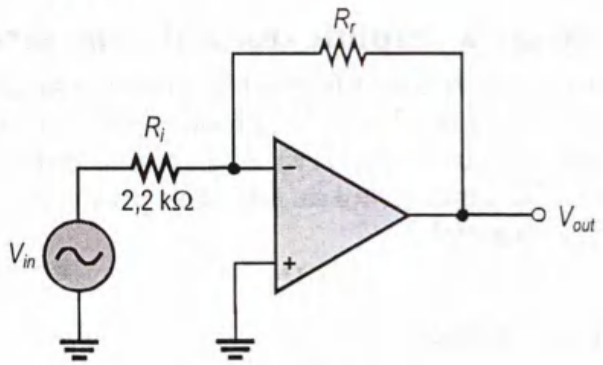
$$A_{cl(1)} = -\frac{R_r}{R_i} \qquad (12\text{-}12)$$

Formula (12-12) arată că amplificatorul inversor are câștigul în tensiune în buclă închisă ($A_{cl(I)}$) egal cu raportul dintre rezistența de reacție, R_r, și rezistența R_i. *Câștigul în buclă închisă este independent de câștigul intern, în buclă deschisă, al AO.* Deci prin reacție negativă se fixează câștigul în tensiune. Semnul minus arată că semnalul de ieșire este inversat.

EXEMPLUL 12-6

Pentru circuitul cu AO din fig. 12-26, calculați valoarea R_r pentru care câștigul în tensiune în buclă închisă este de –100.

FIGURA 12-26



Rezolvare

Știind că $R_i = 2{,}2\ \text{k}\Omega$ și că valoarea absolută a câștigului în buclă închisă este $|A_{cl(I)}| = 100$, se calculează R_r astfel:

$$|A_{cl(I)}| = \frac{R_r}{R_i}$$

$$R_r = |A_{cl(I)}| R_i = (100)(2{,}2\,\text{k}\Omega) = \mathbf{220\,k\Omega}$$

Exercițiu complementar Dacă, în fig. 12-26, R_i se înlocuiește cu un rezistor de 2,7 kΩ, ce valoare trebuie să aibă R_r pentru ca valoarea absolută a câștigului în buclă închisă să fie 25?

SECȚIUNEA 12-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este principalul scop al reacției negative?
2. Câștigul în tensiune în buclă închisă al fiecărui circuit cu AO prezentat în această secțiune depinde de câștigul în tensiune intern, în buclă deschisă, al AO. (Adevărat sau Fals)
3. Atenuarea circuitului de reacție negativă al unui amplificator neinversor cu AO este de 0,02. Cât este câștigul în buclă închisă al amplificatorului?

12-6 EFECTELE REACȚIEI NEGATIVE ASUPRA IMPEDANȚELOR AO

În continuare veți afla ce efecte are reacția negativă asupra impedanțelor de intrare și de ieșire ale unui AO. Vor fi studiate, din acest punct de vedere, atât amplificatoarele inversoare, cât și cele neinversoare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați specificul impedanțelor pentru fiecare dintre cele trei configurații cu AO

- Să calculați impedanțele de intrare și de ieșire ale unui amplificator neinversor

- ▶ Să calculați impedanțele de intrare și de ieșire ale unui repetor
- ▶ Să calculați impedanțele de intrare și de ieșire ale unui amplificator inversor

Impedanța de intrare a amplificatorului neinversor

Expresia impedanței de intrare a amplificatorului neinversor se poate deduce folosind fig. 12-27. În efectuarea analizei se pleacă de la ipoteza că între cele două intrări există o mică tensiune diferențială, V_d, cum se observă. Aceasta înseamnă că impedanța de intrare a AO nu se consideră infinită, iar curentul de intrare se presupune a fi diferit de zero. Tensiunea de intrare se exprimă astfel:

$$V_{in} = V_d + V_r$$

Înlocuind V_r cu $A_r V_{out}$, obținem:

$$V_{in} = V_d + A_r V_{out}$$

Întrucât $V_{out} \cong A_{ol} V_d$ (A_{ol} fiind câștigul în buclă deschisă al AO),

$$V_{in} = V_d + A_{ol} A_r V_d = (1 + A_{ol} A_r) V_d$$

Înlocuind V_d cu $I_{in}\, Z_{in}$ se obține:

$$V_{in} = (1 + A_{ol} A_r) I_{in} Z_{in}$$

unde Z_{in} este impedanța de intrare în buclă deschisă a AO (fără circuitul de reacție).

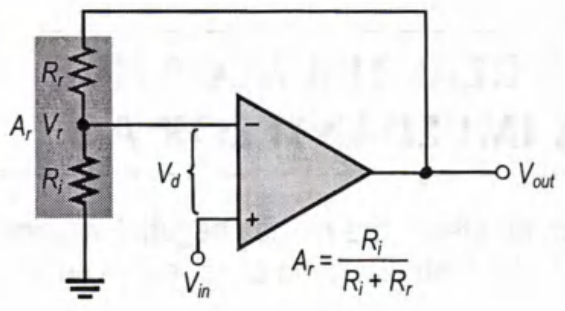
$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = (1 + A_{ol} A_r) Z_{in}$$

V_{in}/I_{in} este impedanța de intrare globală a configurației neinversoare în buclă închisă.

$$Z_{in(NI)} = (1 + A_{ol} A_r) Z_{in} \qquad \textbf{(12-13)}$$

Această formulă arată că impedanța de intrare a configurației de amplificare cu reacție negativă este mult mai mare decât impedanța de intrare internă, proprie AO (fără reacție).

FIGURA 12-27



Impedanța de ieșire a amplificatorului neinversor

Expresia impedanței de ieșire se deduce folosind fig. 12-28. Aplicăm legea lui Kirchhoff în circuitul de ieșire:

$$V_{out} = A_{ol}V_d - Z_{out}I_{out}$$

Tensiunea diferențială de intrare este $V_{in} - V_r$; prin urmare, considerând că $A_{ol}V_d >> Z_{out}\,I_{out}$, tensiunea de ieșire se poate exprima astfel:

$$V_{out} \cong A_{ol}(V_{in} - V_r)$$

Înlocuim V_r cu A_rV_{out}:

$$V_{out} \cong A_{ol}(V_{in} - A_rV_{out})$$

Amintiți-vă că A_r este atenuarea circuitului de reacție negativă. Dezvoltând expresia și dând V_{out} factor comun obținem:

$$V_{out} \cong A_{ol}V_{in} - A_{ol}A_rV_{out}$$
$$A_{ol}V_{in} \cong V_{out} + A_{ol}A_rV_{out} \cong (1 + A_{ol}A_r)V_{out}$$

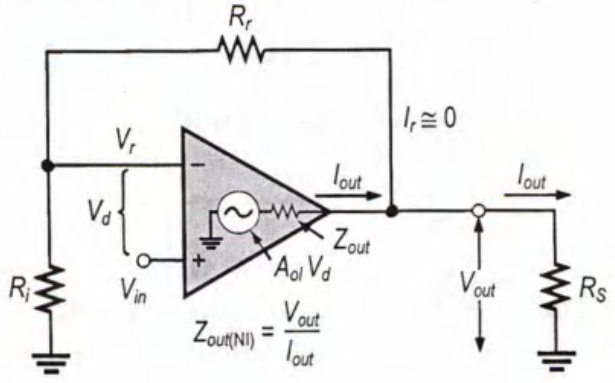
Întrucât impedanța de ieșire a configurației neinversoare este $Z_{out(NI)} = V_{out}/I_{out}$, se poate înlocui V_{out} cu $I_{out}\,Z_{out(NI)}$; deci:

$$A_{ol}V_{in} = (1 + A_{ol}A_r)I_{out}Z_{out(NI)}$$

Împărțim ambii membri ai expresiei de mai sus cu I_{out}:

$$\frac{A_{ol}V_{in}}{I_{out}} = (1 + A_{ol}A_r)Z_{out(NI)}$$

FIGURA 12-28



Membrul stâng reprezintă impedanța de ieșire internă a AO (Z_{out}), deoarece, în absența reacției, $A_{ol}V_{in} = V_{out}$. Deci:

$$Z_{out} = (1 + A_{ol}A_r)Z_{out(NI)}$$

Prin urmare:

$$Z_{out(NI)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}A_r} \qquad (12\text{-}14)$$

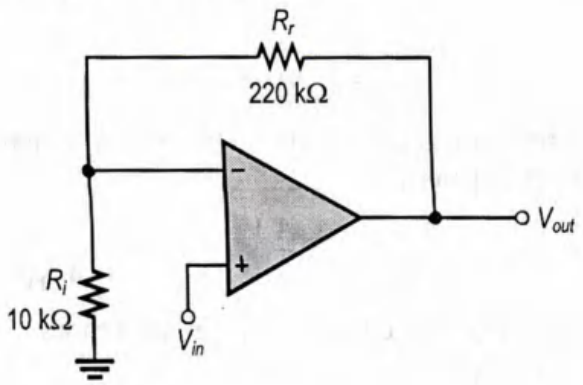
Formula arată că impedanța de ieșire a acestei configurații de amplificare cu reacție negativă este mult mai mică decât impedanța de ieșire internă, Z_{out}, proprie AO (în absența reacției) deoarece Z_{out} se divide cu $1 + A_{ol} A_r$.

EXEMPLUL 12-7

(a) Calculați impedanțele de intrare și de ieșire ale amplificatorului din fig. 12-29. În foaia de catalog a AO, Z_{in} = 2 MΩ, Z_{out} = 75 Ω și A_{ol} = 200.000.

(b) Aflați câștigul în tensiune în buclă închisă.

FIGURA 12-29



Rezolvare

(a) Atenuarea circuitului de reacție, A_r, este:

$$A_r = \frac{R_i}{R_i + R_r} = \frac{10\,\text{k}\Omega}{230\,\text{k}\Omega} = 0{,}0435$$

$$Z_{in(\text{NI})} = (1 + A_{ol}A_r)Z_{in} = [1 + (200000)(0{,}0435)](2\,\text{M}\Omega) =$$

$$= (1 + 8700)(2\,\text{M}\Omega) = \mathbf{17{,}4\ G\Omega}$$

$$Z_{out(\text{NI})} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}A_r} = \frac{75\,\Omega}{1 + 8700} = \mathbf{8{,}6\,m\Omega}$$

(b) $A_{cl(\text{NI})} = \dfrac{1}{A_r} = \dfrac{1}{0{,}0435} \cong \mathbf{23{,}0}$

Exercițiu complementar **(a)** Calculați impedanțele de intrare și de ieșire ale circuitului din fig. 12-29, dacă datele de catalog ale AO sunt: Z_{in} = 3,5 MΩ, Z_{out} = 82 Ω și A_{ol} = = 135.000.

(b) Aflați A_{cl}.

Impedanțele repetorului

Având în vedere că repetorul este un caz particular de configurație neinversoare, se aplică aceleași formule, în care se consideră $A_r = 1$.

$$Z_{in(REP)} = (1 + A_{ol})Z_{in} \tag{12-15}$$

$$Z_{out(REP)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}} \tag{12-16}$$

După cum observați, impedanța de intrare a repetorului este mai mare, pentru aceleași valori A_{ol} și Z_{in}, decât impedanța de intrare a configurației neinversoare cu reacție prin circuit divizor de tensiune. Similar, impedanța de ieșire este mai mică.

EXEMPLUL 12-8

AO din exemplul 12-7 este folosit acum într-o configurație de repetor. Calculați impedanțele de intrare și de ieșire.

Rezolvare

Deoarece $A_r = 1$,

$$Z_{in(REP)} = (1 + A_{ol})Z_{in} = (1 + 200000)(2\text{M}\Omega) \cong \mathbf{400\,G\,\Omega}$$

$$Z_{in(REP)} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}} = \frac{75\Omega}{1 + 200000} = \mathbf{375\,\mu\Omega}$$

Remarcați că $Z_{in(REP)}$ este mult mai mare decât $Z_{in(NI)}$ și $Z_{out(REP)}$ este mult mai mică decât $Z_{out(NI)}$ din exemplul 12-7.

Exercițiu complementar Dacă AO din acest exemplu se înlocuiește cu unul având câștigul în tensiune în buclă deschisă de valoare mai mare, cum se modifică impedanțele de intrare și de ieșire?

Impedanțele amplificatorului inversor

Impedanțele de intrare și de ieșire ale configurației inversoare cu AO se deduc folosind fig. 12-30. Atât semnalul de intrare, cât și semnalul de reacție negativă se aplică, prin rezistoare, la borna inversoare (–).

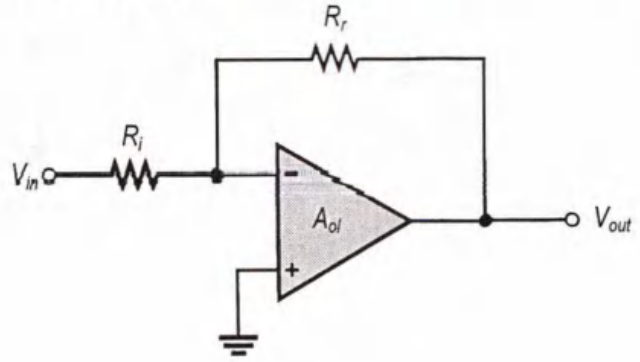


FIGURA 12-30
Amplificator inversor.

Teorema lui Miller Configurației inversoare i se poate aplica teorema lui Miller. Conform acesteia, impedanța de intrare reală a unui amplificator cu reacție printr-un rezistor între ieșire și intrare, ca acela din fig. 12-30, este:

$$Z_{in(Miller)} = \frac{R_r}{1 + A_{ol}}$$

și

$$Z_{out(Miller)} = \left(\frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}}\right) R_r$$

Aplicând teorema lui Miller circuitului din fig. 12-30, se obține circuitul echivalent din fig. 12-31. Observați că impedanța de intrare Miller apare în paralel cu impedanța de intrare internă a AO, iar R_i apare în serie cu impedanța rezultantă, astfel:

$$Z_{in(I)} = R_i + Z_{in(Miller)} \| Z_{in} = R_i + \left(\frac{R_r}{1 + A_{ol}}\right) \| Z_{in}$$

De obicei, $R_r/(1 + A_{ol})$ are valoare mult mai mică decât Z_{in} a AO în buclă deschisă; de asemenea, $A_{ol} >> 1$. Prin urmare, formula simplificată este:

$$Z_{in(I)} \cong R_i + \frac{R_r}{A_{ol}}$$

Deoarece R_i apare în serie cu R_r/A_{ol}, în situația în care $R_i >> R_r/A_{ol}$, $Z_{in(I)}$ se reduce la:

$$Z_{in(I)} \cong R_i \tag{12-17}$$

Impedanța de ieșire Miller apare în paralel cu Z_{out} a AO.

$$Z_{out(I)} = Z_{out(Miller)} \| Z_{out} = \left(\frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}}\right) R_r \| Z_{out}$$

De obicei, $A_{ol} >> 1$ și $R_r >> Z_{out}$, deci expresia pentru $Z_{out(I)}$ se simplifică astfel:

$$Z_{out(I)} \cong Z_{out} \tag{12-18}$$

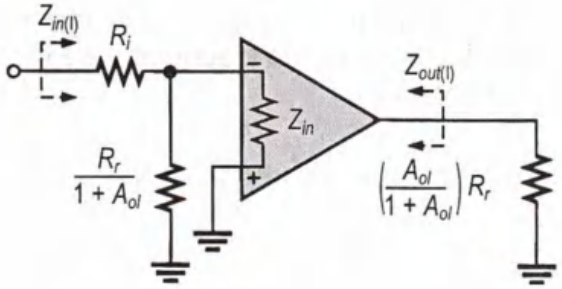
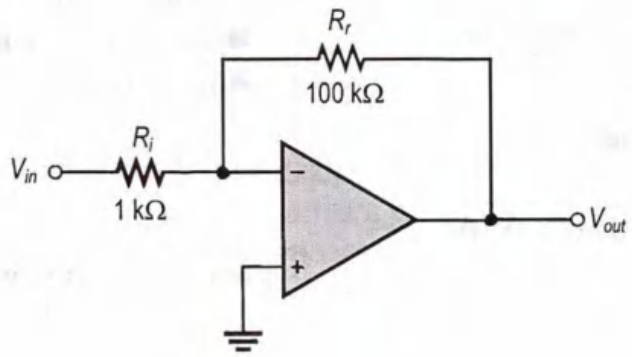


FIGURA 12-31
Circuitul echivalent Miller al amplificatorului inversor din figura 12-30.

EXEMPLUL 12-9

Aflați valorile impedanțelor de intrare și de ieșire ale circuitului din fig. 12-32. Calculați, de asemenea, câștigul în tensiune în buclă închisă. Parametrii AO sunt: A_{ol} = 50.000; Z_{in} = 4 MΩ; Z_{out} = 50 Ω.

FIGURA 12-32



Rezolvare

$$Z_{in(I)} \cong R_i = \mathbf{1\,k\Omega}$$

$$Z_{out(I)} \cong Z_{out} = \mathbf{50\,\Omega}$$

$$A_{cl(I)} = -\frac{R_r}{R_i} = -\frac{100\,k\Omega}{1\,k\Omega} = \mathbf{-100}$$

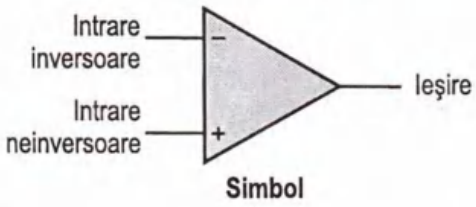
Exercițiu complementar Calculați impedanțele de intrare și de ieșire și câștigul în tensiune în buclă închisă pentru circuitul din fig. 12-32. Parametrii AO și valorile celorlalte componente sunt: A_{ol} = 100.000; Z_{in} = 5 MΩ; Z_{out} = 75 Ω; R_i = 560 Ω; R_r = 82 kΩ.

SECȚIUNEA 12-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cum este impedanța de intrare a unei configurații de amplificare neinversoare în comparație cu impedanța de intrare proprie a AO?
2. La conectarea unui AO în configurație de repetor, impedanța de intrare obținută va fi mai mare sau mai mică?
3. Cunoscând R_r = 100 kΩ, R_i = 2 kΩ, A_{ol} = 120.000, Z_{in} = 2 MΩ și Z_{out} = 60 Ω, ce valori au $Z_{in(I)}$ și $Z_{out(I)}$ ale unei configurații de amplificare inversoare?

Configurații de circuite cu AO - rezumat

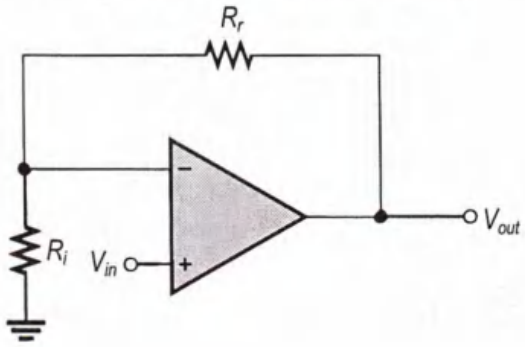
AO - generalități



Simbol

- Câștig în tensiune în buclă deschisă foarte mare
- Impedanță de intrare foarte mare
- Impedanță de ieșire foarte mică

Amplificator neinversor



- Câștigul în tensiune:

$$A_{cl(\mathrm{NI})} = 1 + \frac{R_r}{R_i}$$

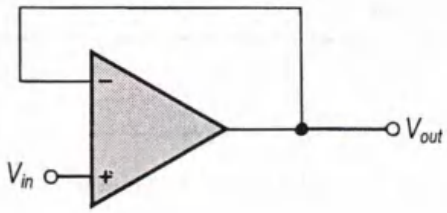
- Impedanța de intrare:

$$Z_{in(\mathrm{NI})} = (1 + A_{ol}A_r)Z_{in}$$

- Impedanța de ieșire:

$$Z_{out(\mathrm{NI})} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}A_r}$$

Repetor



- Câștigul în tensiune:

$$A_{cl(\mathrm{REP})} = 1$$

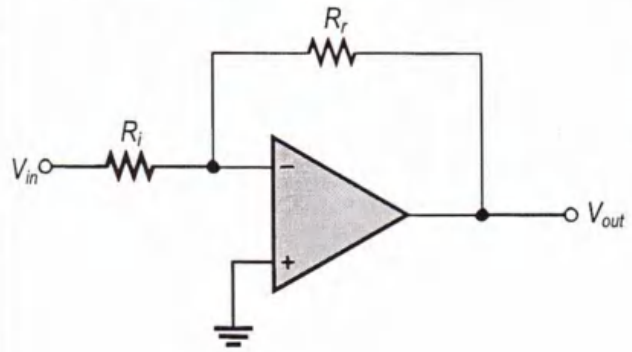
- Impedanța de intrare:

$$Z_{in(\mathrm{REP})} = (1 + A_{ol})Z_{in}$$

- Impedanța de ieșire:

$$Z_{out(\mathrm{REP})} = \frac{Z_{out}}{1 + A_{ol}}$$

Amplificator inversor



- Câștigul în tensiune:

$$A_{cl(\mathrm{I})} = -\frac{R_r}{R_i}$$

- Impedanța de intrare:

$$Z_{in(\mathrm{I})} \cong R_i$$

- Impedanța de ieșire:

$$Z_{out(\mathrm{I})} \cong Z_{out}$$

12-7 COMPENSAREA CURENTULUI DE POLARIZARE ȘI A TENSIUNII DE DECALAJ

Până acum, în majoritatea cazurilor am lucrat cu varianta ideală a AO. Trebuie să luăm însă în considerație anumite abateri de la modelul ideal, întrucât ele sunt de natură să influențeze comportarea AO. Tranzistoarele ce alcătuiesc AO trebuie polarizate astfel încât să li se asigure valori corespunzătoare pentru curenții de bază și de colector și pentru tensiunile bază-emitor. La bornele unui AO ideal nu există curenți de intrare, însă în realitate există niște mici curenți de polarizare de intrare, de obicei de ordinul nA. De asemenea, micile necorelări de ordin intern dintre parametrii tranzistoarelor generează între intrări o mică tensiune de decalaj. Parametrii modelului real al AO au fost prezentați în secțiunea 12-3.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați procedeele de compensare pentru AO

- ▶ Să descrieți efectul curentului de polarizare de intrare
- ▶ Să explicați compensarea curentului de polarizare
- ▶ Să descrieți efectul tensiunii de decalaj de la intrare
- ▶ Să explicați compensarea tensiunii de decalaj de la intrare

Efectul curentului de polarizare de intrare

În fig. 12-33 apare un amplificator inversor având la intrare tensiunea zero. Teoretic, curentul prin R_i trebuie să fie zero deoarece tensiunea de intrare este zero și tensiunea la borna inversoare (–) este tot zero. Micul curent I_1 circulă prin R_r dinspre borna de ieșire. Cum se observă, I_1 generează o cădere de tensiune pe R_r. În acest caz, terminalul pozitiv al rezistorului R_r este cel dinspre borna de ieșire a AO, deci tensiunea de eroare la ieșire este I_1R_r, în loc să fie zero, cum ar fi de așteptat.

În fig. 12-34 apare un repetor având la intrare tensiunea zero și o rezistență a sursei de semnal, notată R_g. Aici, curentul I_1 generează la intrare o cădere de tensiune pe R_g, iar la ieșire o tensiune de eroare, cum puteți vedea. Tensiunea de la intrarea inversoare scade la $-I_1R_g$ deoarece reacția negativă tinde să mențină valoarea nulă a tensiunii diferențiale, ca în figură. Întrucât borna inversoare este conectată direct la borna de ieșire, tensiunea de eroare de la ieșire este $-I_1R_g$.

Figura 12-35 prezintă un amplificator neinversor cu tensiunea de intrare zero. Teoretic, tensiunea pe borna inversoare este tot zero, cum apare și în desen. Curentul de intrare I_1 generează o cădere de tensiune pe R_r, ceea ce duce la apariția la ieșire a unei tensiuni de eroare I_1R_r, ca și în cazul amplificatorului inversor.

FIGURA 12-33

Curentul de polarizare de intrare generează o tensiune de eroare (I_1R_r) la ieşirea unui amplificator inversor.

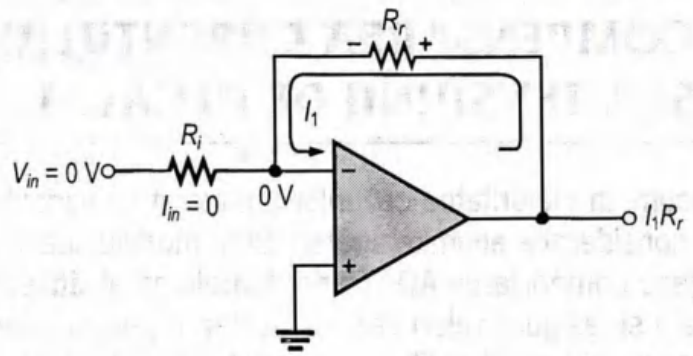


FIGURA 12-34

Curentul de polarizare de intrare generează o tensiune de eroare la ieşirea unui repetor.

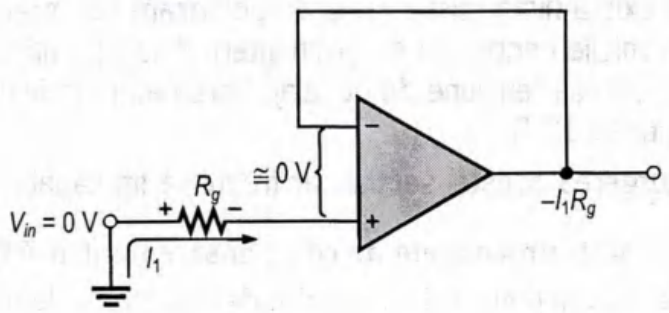
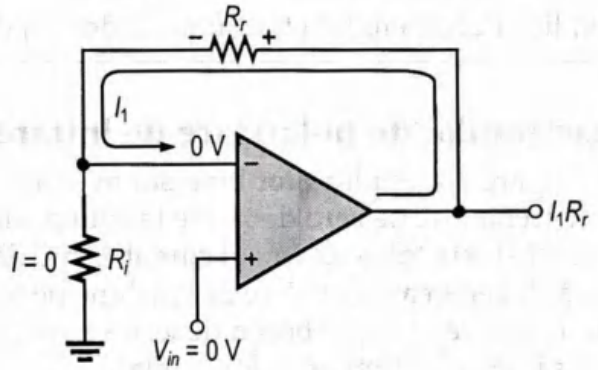


FIGURA 12-35

Curentul de polarizare de intrare generează o tensiune de eroare la ieşirea unui amplificator neinversor.



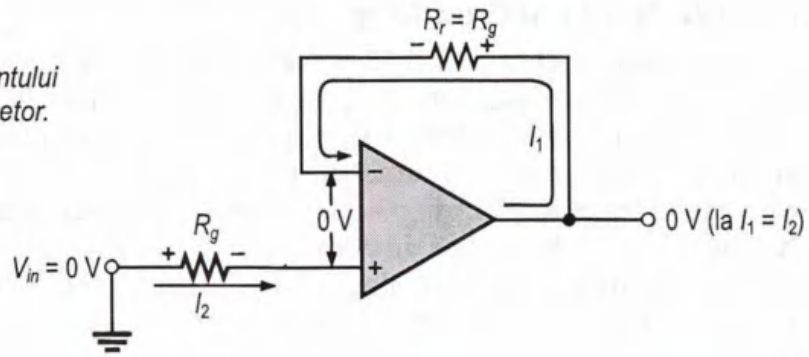
Compensarea curentului de polarizare la repetor

Tensiunea de eroare de la ieșire, datorată curenților de polarizare poate fi redusă satisfăcător, în cazul repetorului, prin adăugarea în circuitul de reacție a unui rezistor egal cu R_g, ca în fig. 12-36. Căderea de tensiune generată de I_1 pe rezistorul suplimentar se scade din tensiunea de eroare $-I_2R_g$, de la ieșire. Dacă $I_1 = I_2$, tensiunea de ieșire va fi zero. De obicei, egalitatea între I_1 și I_2 nu este perfectă, însă chiar și așa tensiunea de eroare de la ieșire se reduce, deoarece I_{OS} este mai mic decât I_2.

$$V_{OUT(er)} = |I_1 - I_2|R_g = I_{OS}R_g$$

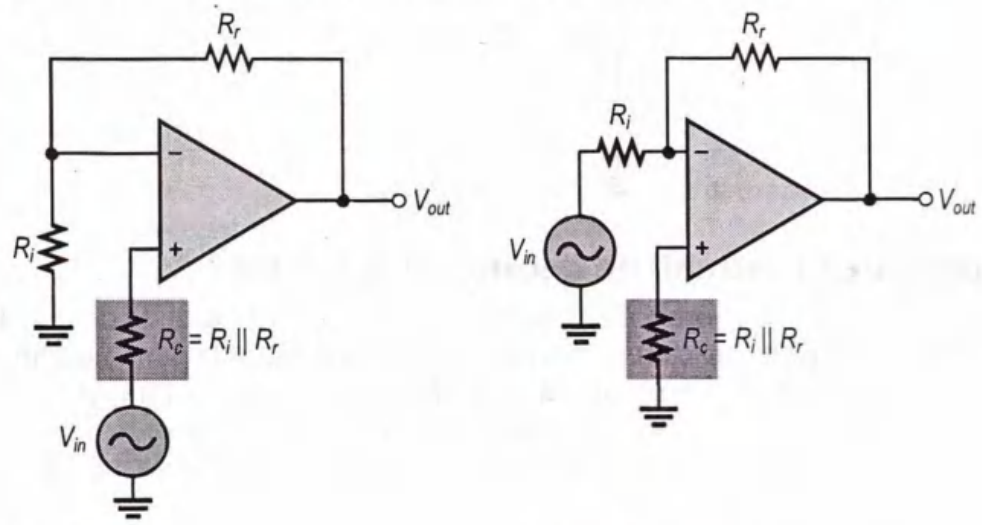
unde I_{OS} este curentul de decalaj de la intrare.

FIGURA 12-36
Compensarea curentului de polarizare la repetor.



Compensarea curentului de polarizare la celelalte configurații cu AO

Pentru a reduce efectul curentului de polarizare în cazul amplificatorului neinversor se adaugă un rezistor R_c, ca în fig. 12-37(a). Valoarea rezistorului de compensare trebuie să fie egală cu rezistența grupării în paralel a rezistoarelor R_i și R_r. Curentul de intrare generează pe R_c o cădere de tensiune care o compensează pe cea de pe gruparea paralel R_i și R_r, în acest mod tensiunea de eroare de la ieșire reducându-se satisfăcător. La amplificatorul inversor, compensarea se efectuează similar, ca în fig. 12-37(b).



(a) Amplificator neinversor

(b) Amplificator inversor

FIGURA 12-37
Compensarea curentului de polarizare la configurațiile neinversoare și inversoare.

Utilizarea unui AO BIFET pentru a evita compensarea curenților de polarizare

Un AO BIFET conține în circuitul său intern atât tranzistoare bipolare cu joncțiuni, cât și JFET. Dispozitivele de intrare sunt JFET, pentru că ele fac posibilă realizarea unor impedanțe de intrare mai mari decât tranzistoarele bipolare standard. Datorită faptului că au impedanța de intrare atât de mare, dispozitivele BIFET au, de obicei, curenți de polarizare de intrare mult mai mici decât AO cu tranzistoare bipolare, ceea ce elimină necesitatea de a-i compensa.

Efectul tensiunii de decalaj de la intrare

Tensiunea de ieșire a unui AO ar trebui să fie zero dacă semnalul aplicat la intrarea diferențială este zero. În realitate însă, la ieșire apare totdeauna o mică tensiune de eroare ale cărei valori sunt, de obicei, de ordinul microvolților, până la milivolți. Aceasta se datorează diferențelor inerente dintre parametrii tranzistoarelor ce alcătuiesc structura internă a AO, pe lângă efectul curenților de polarizare de intrare, prezentat anterior. Într-o configurație cu reacție negativă, tensiunea de decalaj de la intrare, V_{IO}, poate fi echivalată cu o sursă de tensiune continuă de mică valoare, cum apare în fig. 12-38 pentru cazul repetorului. În general, tensiunea de eroare de la ieșire datorată tensiunii de decalaj de la intrare are expresia:

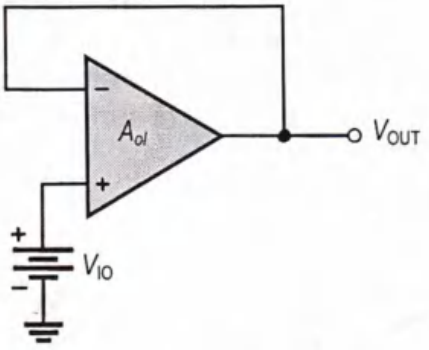
$$V_{OUT(er)} = A_{cl} V_{IO}$$

În cazul particular al repetorului, $A_{cl} = 1$, deci:

$$V_{OUT(er)} = V_{IO}$$

FIGURA 12-38

Ilustrarea tensiunii de decalaj de la intrare.

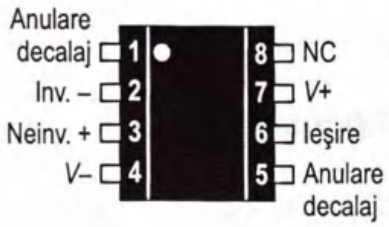


Compensarea tensiunii de decalaj de la intrare

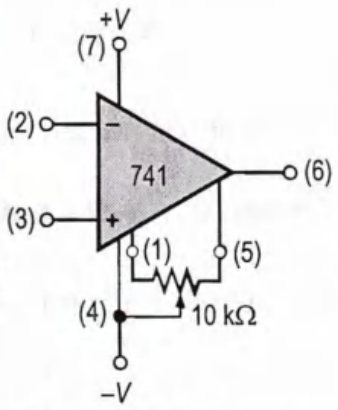
Majoritatea AO integrate oferă posibilitatea compensării tensiunii de decalaj. De obicei, aceasta se efectuează prin conectarea unui potențiometru exterior la pinii desemnați în acest scop ai capsulei de CI, cum se exemplifică în fig. 12-39(a) și (b) pentru un AO 741. Marcajul celor doi pini este *offset null* (anularea decalajului). Potențiometrul se reglează în absența semnalului de intrare până la obținerea unui semnal de ieșire nul, ca în fig. 12-39(c).

FIGURA 12-39

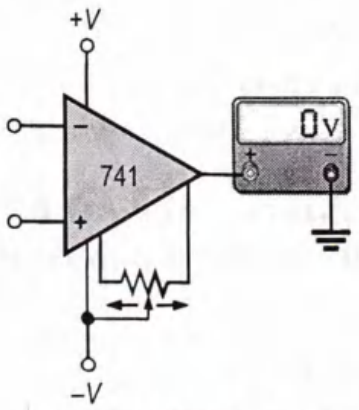
Compensarea tensiunii de decalaj de la intrare la un AO 741.



(a) Capsulă DIP sau SMT cu 8 pini



(b) Potențiometrul exterior



(c) Reglajul pentru obținerea unui semnal de ieșire nul

SECȚIUNEA 12-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt cele două cauze ale apariției tensiunilor continue de eroare la ieșire?
2. Cum se compensează efectul curentului de polarizare la repetoare?

12-8 DEPANARE

În activitatea dumneavoastră profesională veți întâlni situații în care un AO sau circuitul lui exterior funcționează defectuos. AO este un circuit integrat complicat, a cărui structură internă este susceptibilă de a se defecta din multiple cauze. Dar, deoarece nu există posibilitatea ca defectele interne să fie remediate, AO trebuie privit ca un dispozitiv unitar, având doar câteva conexiuni exterioare. Dacă AO se defectează, trebuie să-l înlocuiți, exact așa cum procedați cu un rezistor, un condensator sau un tranzistor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să depanați circuite ce includ AO

- Să analizați defectele unui amplificator neinversor
- Să analizați defectele unui repetor
- Să analizați defectele unui amplificator inversor

În cele mai simple configurații cu AO există doar câteva componente exterioare ce s-ar putea defecta. Acestea sunt: rezistorul de reacție, rezistorul de intrare și potențiometrul pentru compensarea tensiunii de decalaj. Desigur, se poate defecta AO însuși sau unele conexiuni exterioare ar putea fi întrerupte. În continuare vom trece în revistă defectele posibile în cazul celor trei configurații de bază, precum și simptomele asociate acestora.

Defecte ale amplificatoarelor neinversoare

Primele lucruri pe care trebuie să le verificați când credeți că un circuit nu funcționează normal sunt corectitudinea alimentării cu tensiune continuă și conectarea la masă. Dacă nu constatați astfel de probleme, există posibilitatea apariției unuia dintre defectele prezentate în continuare.

Întreruperea rezistorului de reacție Dacă rezistorul de reacție, R_r în fig. 12-40, s-a întrerupt, AO funcționează în buclă deschisă, cu un câștig foarte mare, ceea ce face ca aplicarea la intrare a semnalului obișnuit să determine intrarea dispozitivului în regiunea neliniară, la ieșire rezultând un semnal puternic limitat, ca în fig. (a).

Întreruperea rezistorului de intrare În acest caz, configurația cu buclă închisă se menține. Dar, întrucât R_i este întrerupt, fiind, practic, infinit (∞), câștigul în buclă închisă, conform formulei (12-10), va fi:

$$A_{cl(\mathrm{NI})} = 1 + \frac{R_r}{R_i} = 1 + \frac{R_r}{\infty} = 1 + 0 = 1$$

Deducem că, în acest caz, amplificatorul se comportă ca un repetor. Semnalul de ieșire îl repetă pe cel de intrare, ca în fig. 12-40(b).

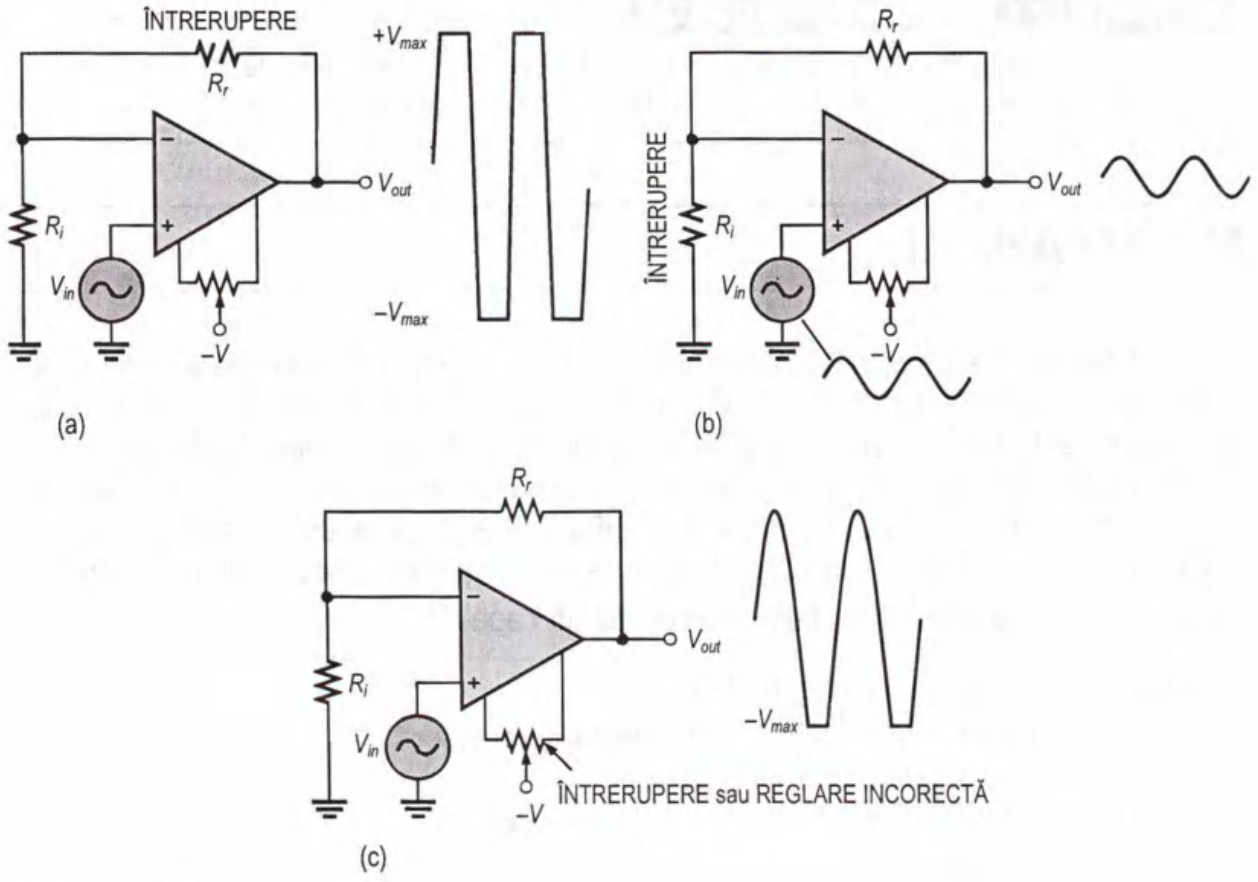


FIGURA 12-40

Defecte ale amplificatoarelor neinversoare.

Întreruperea sau reglarea incorectă a potențiometrului de anulare a tensiunii de decalaj În această situație, tensiunea de decalaj de la ieșire va produce limitarea semnalului de ieșire numai pe una dintre alternanțe, dacă semnalul de intrare este suficient pentru a asigura la ieșire maximum de amplitudine. Ilustrarea este cea din fig. 12-40(c).

Defectarea *AO* Așa cum am mai spus, un AO se poate defecta în mai multe moduri. În general, un defect intern va avea ca rezultat absența semnalului de ieșire sau distorsionarea acestuia. Într-un asemenea caz, este recomandabil să se verifice mai întâi dacă nu există componente exterioare defecte sau alte condiții improprii unei bune funcționări. Dacă totul este în ordine, înseamnă că defectul se află în AO.

Defecte ale repetoarelor

Repetorul este un caz particular de amplificator neinversor. Cu excepția defectării AO, a unei conexiuni imperfecte sau a reglării necorespunzătoare a potențiometrului de anulare a decalajului, un repetor nu mai poate prezenta ca defect decât întreruperea buclei de reacție. În acest ultim caz, simptomele sunt similare cu cele ale unui amplificator neinversor al cărui rezistor de reacție s-a întrerupt.

Defecte ale amplificatoarelor inversoare

Întreruperea rezistorului de reacție Dacă R_r s-a întrerupt, ca în fig. 12-41(a), semnalul de intrare continuă să circule prin rezistorul de intrare, fiind apoi amplificat în buclă deschisă cu câștigul foarte mare propriu AO. Din această cauză, dispozitivul este forțat să lucreze în regiunea neliniară, iar la ieșire rezultă un semnal asemănător celui din figură. Remarcați că un comportament similar se întâlnește la configurația neinversoare.

Întreruperea rezistorului de intrare Din cauza acestui defect, semnalul de intrare nu mai ajunge la borna AO, deci la ieșire nu mai apare semnal, ca în fig. 12-41(b).

Simptomele în cazul defectării AO însuși sau cele datorate potențiometrului de anulare a decalajului sunt tot cele prezentate la amplificatorul neinversor.

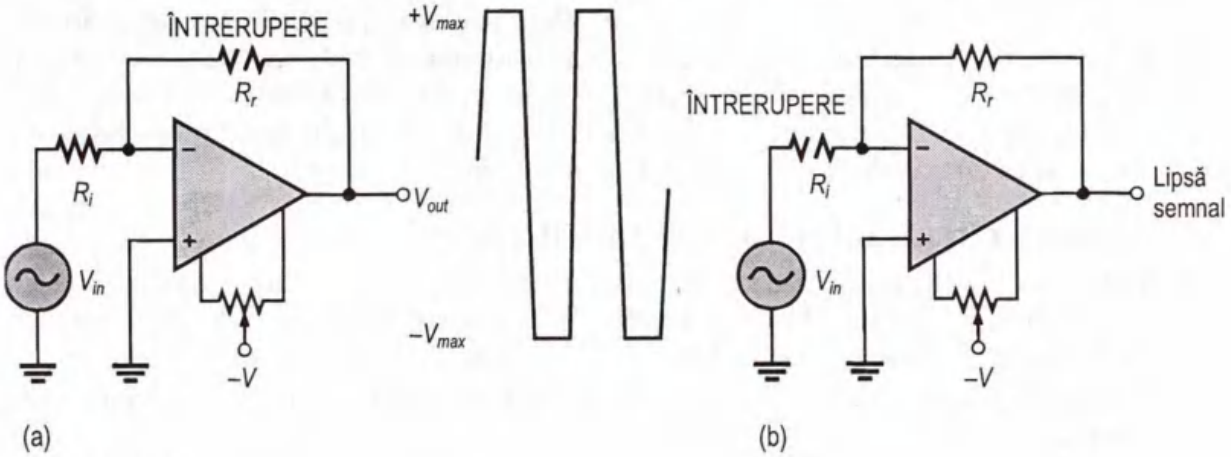


FIGURA 12-41

Defecte ale amplificatoarelor inversoare.

SECȚIUNEA 12-8 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Dacă, atunci când măriți semnalul de intrare, observați că una dintre alternanțele semnalului de ieșire intră în limitare, ce trebuie să verificați?
2. Dacă, la un amplificator neinversor, la ieșirea AO nu există semnal, deși la borna de intrare ajunge cu siguranță semnal, care credeți că ar putea fi defectul?

12-9 APLICAȚIE PRACTICĂ

Aplicația practică are ca obiect un sistem de spectrofotometrie, alcătuit dintr-o parte optică și una electronică, destinat analizării compoziției chimice a soluțiilor. Compania la care lucrați intenționează să vândă acest sistem unor întreprinderi din industria chimică și unor laboratoare de medicină. Având în vedere că sistemul conține subansamble optice, electronice și mecanice, este considerat sistem mixt. Asemenea sisteme sunt întâlnite frecvent în domeniul industrial. Cunoștințele pe care vi le-ați însușit în acest capitol se vor dovedi utile pentru îndeplinirea misiunii dumneavoastră.

Principiul de funcționare al sistemului

Sursa de lumină din fig. 12-42 produce lumină vizibilă cu un spectru larg de lungimi de undă. Componentele cu lungimi de undă diferite ale fasciculului de lumină sunt refractate de prismă sub unghiuri diferite, cum observați în desen. În funcție de înclinarea platformei, care se stabilește prin intermediul unui circuit cu această destinație, numai o anumită lungime de undă poate străbate fanta îngustă și apoi soluția de analizat. Deci prin rotirea cu mare precizie a ansamblului sursă de lumină – prismă, soluția este străbătută de lumină cu lungimea de undă dorită.

Întrucât fiecare substanță chimică – în stare pură sau în compuși – absoarbe lumina cu diverse lungimi de undă în moduri diferite, lumina rezultată după ce a străbătut soluția constituie o „semnătură" unică, prin care pot fi identificate substanțele componente.

Fotocelula de pe cartela cu circuite din fig. 12-43 generează o tensiune proporțională cu intensitatea și cu lungimea de undă a luminii incidente pe ea. Circuitul cu AO amplifică tensiunea de la ieșirea fotocelulei și transmite semnalul rezultat către procesor, unde are loc identificarea substanțelor din soluție. Din întregul ansamblu, atenția noastră se va concentra asupra circuitului ce conține fotocelula și amplificatorul.

Cartela cu circuitul fotocelulă/amplificator

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 12-43 făcând comparația cu schema din fig. 12-44. AO este de tipul 741. Pe spatele cartelei se află patru conexiuni, corespunzătoare celor patru perechi de orificii aliniate orizontal.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

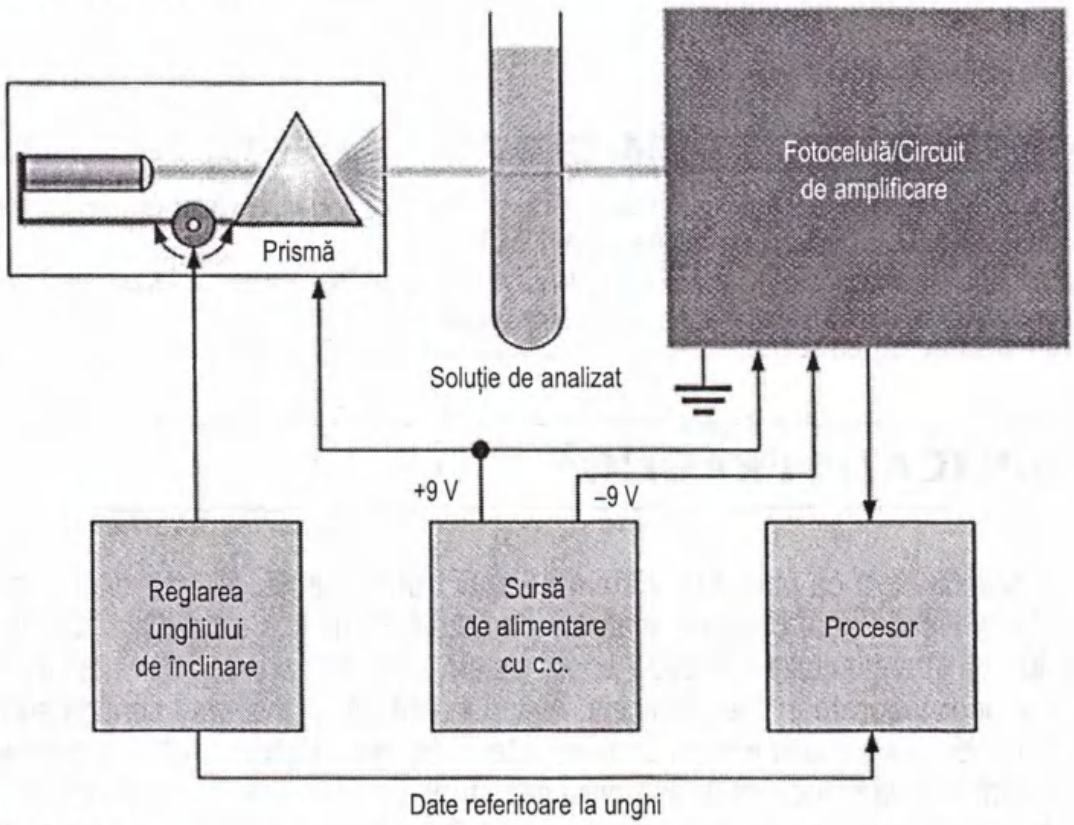


FIGURA 12-42

Schema sistemului de spectrofotometrie.

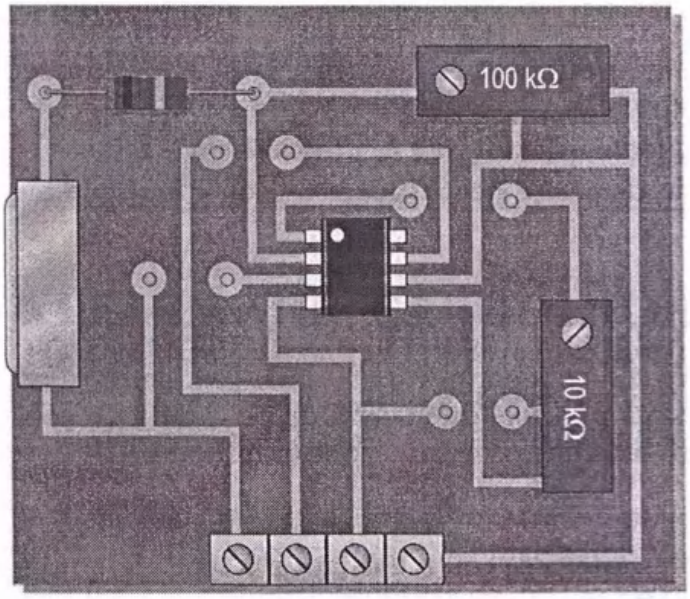


FIGURA 12-43
Cartela cu circuitul fotocelulă/amplificator.

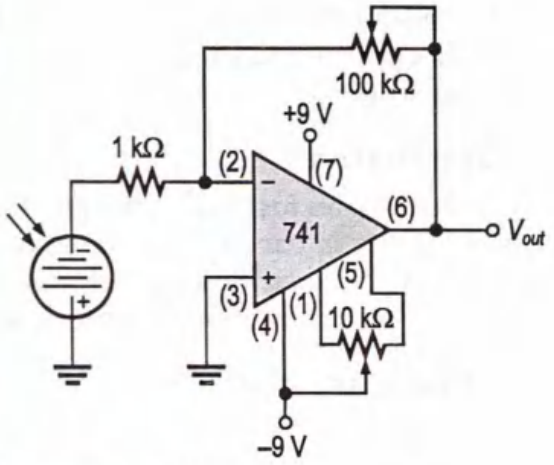
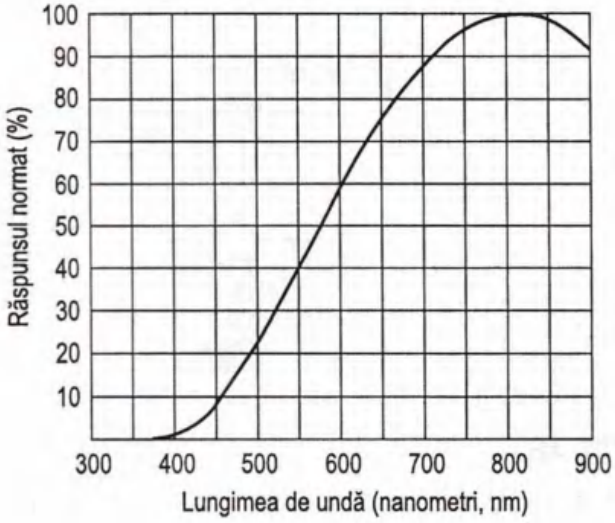


FIGURA 12-44
Schema circuitului fotocelulă/amplificator.

Analiza circuitului fotocelulă/amplificator

- Calculați valoarea la care trebuie reglat rezistorul variabil din circuitul de reacție pentru a se obține câștigul în tensiune 10.
- Considerați că valoarea maximă a semnalului de ieșire al AO, în funcționare liniară, este cu 1 V mai mică decât tensiunea sursei de alimentare cu c.c. Calculați câștigul în tensiune necesar și valoarea la care trebuie fixat rezistorul de reacție pentru obținerea maximului de tensiune la ieșire, în funcționare liniară. Lumina emisă de sursă conține lungimi de undă cuprinse între 400 nm și 700 nm, adică aproximativ întregul domeniu vizibil, de la violet la roșu. Tensiunea generată de fotocelulă este de 0,5 V la 825 nm.
- Ținând cont de valoarea câștigului, aflată în etapa precedentă, calculați tensiunea de ieșire a AO pentru lungimile de undă din domeniul 400 nm ... 700 nm, din 50 nm în 50 nm, și reprezentați-o grafic. Luați în considerație curba de răspuns din fig. 12-45, aferentă fotocelulei.

FIGURA 12-45
Curba de răspuns aferentă fotocelulei.



Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cu circuitul fotocelulă/amplificator.
- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate.
- Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

Depanarea

Trei cartele au fost găsite defecte. Ținând seama de măsurătorile, aferente fiecărei cartele, efectuate la bancul de testare din fig. 12-46, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil. Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Se consideră că fiecare cartelă este alimentată cu tensiunea continuă corespunzătoare.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul fotocelulă/amplificator, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.

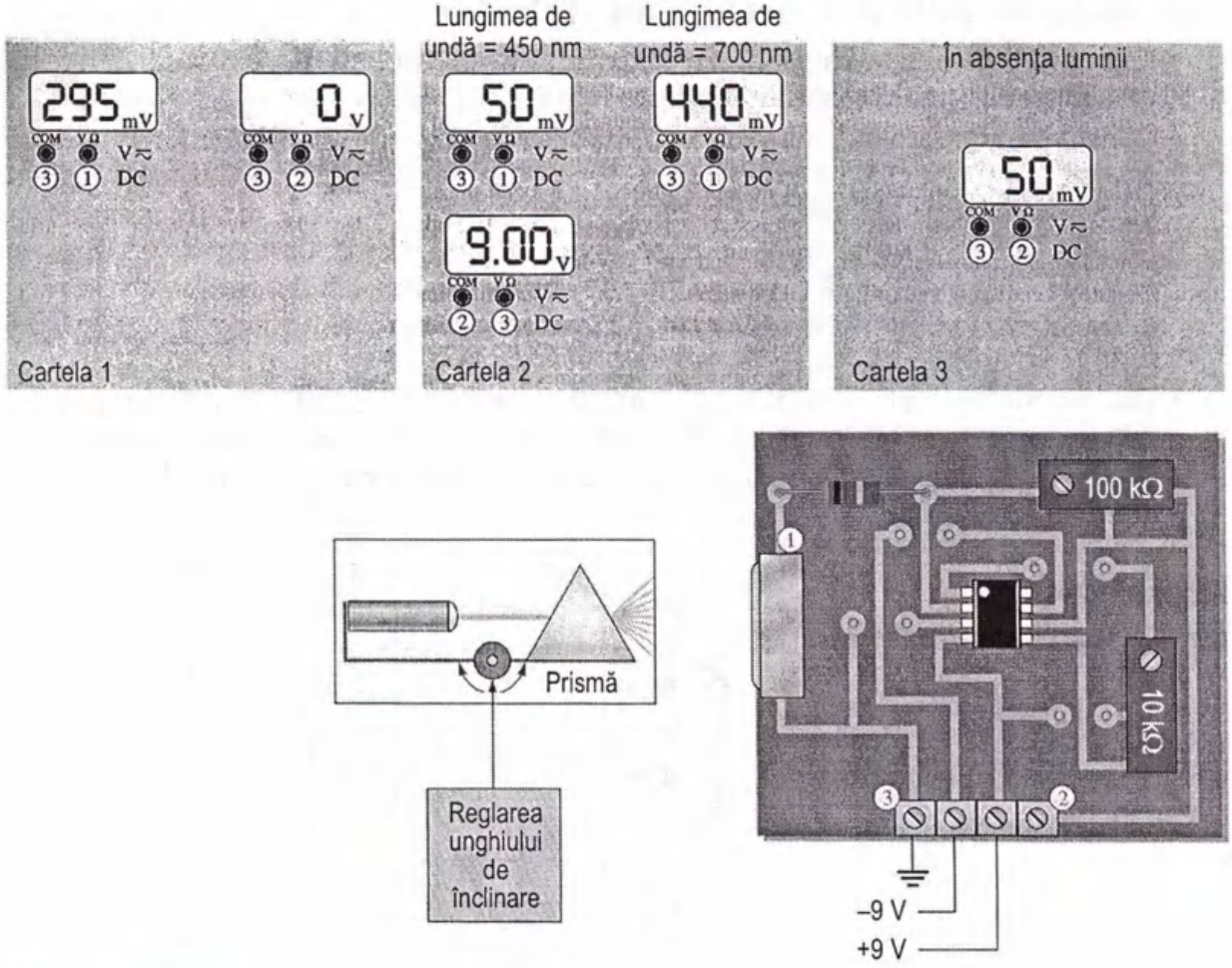


FIGURA 12-46

Rezultatele testării a trei cartele cu circuite defecte.

3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în cazul fiecărei cartele defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Cel mai simplu AO are trei terminale, pe lângă cele pentru alimentare și masă: intrarea inversoare (–), intrarea neinversoare (+) și ieșirea.

■ Majoritatea AO necesită două tensiuni continue de alimentare, una pozitivă și una negativă.

■ AO ideal are impedanța de intrare infinită, impedanța de ieșire zero, câștigul în tensiune în buclă deschisă infinit, lățimea benzii de trecere infinită și CMRR infinit.

■ Un AO real are impedanța de intrare foarte mare, impedanța de ieșire foarte mică, câștigul în tensiune în buclă deschisă foarte mare și banda de trecere foarte largă.

■ De obicei, etajul de intrare al unui AO este constituit dintr-un amplificator diferențial.

■ Tensiunea de intrare ce se aplică între intrarea inversoare și cea neinversoare ale unui amplificator diferențial este o tensiune diferențială.

■ Tensiunea de intrare ce se aplică pe o singură bornă de intrare, cu cealaltă bornă de intrare legată la masă, este o tensiune nediferențială.

■ Tensiunea de ieșire diferențială apare între cele două borne de ieșire ale unui amplificator diferențial.

■ Tensiunea de ieșire nediferențială apare între oricare dintre bornele de ieșire ale unui amplificator diferențial și masă.

■ În modul comun, pe ambele borne de intrare se aplică tensiuni egale și cu aceeași fază.

■ Tensiunea de decalaj de la intrare generează la ieșire o tensiune de eroare (în absența semnalului de intrare).

■ Curentul de polarizare de intrare generează, de asemenea, la ieșire o tensiune de eroare (în absența semnalului de intrare).

■ Curentul de decalaj de la intrare este diferența dintre cei doi curenți de polarizare.

■ Câștigul în tensiune în buclă deschisă este câștigul propriu al AO, fără circuit exterior de reacție.

■ Câștigul în tensiune în buclă închisă este câștigul AO cu reacție externă.

■ Factorul de rejecție pe modul comun (CMRR) este un indicator al capacității unui AO de a suprima semnalele de intrare aplicate în modul comun.

■ Viteza de variație a semnalului de ieșire este viteza, exprimată în volți pe microsecundă, cu care variază tensiunea de ieșire a unui AO ca răspuns la aplicarea la intrare a unui semnal treaptă.

■ Cele trei configurații de bază cu AO sunt: inversoare, neinversoare și de repetor.

■ Cele trei configurații de bază cu AO se realizează prin utilizarea reacției negative. Prin reacția negativă, o parte a tensiunii de ieșire este adusă la intrarea inversoare astfel încât să se scadă din tensiunea de intrare; ca urmare, câștigul în tensiune scade, însă se măresc stabilitatea și lățimea benzii de trecere.

■ Configurația de amplificator neinversor are impedanța de intrare mai mare și impedanța de ieșire mai mică decât cele proprii AO (fără reacție).

■ Configurația de amplificator inversor are impedanța de intrare aproximativ egală cu valoarea rezistorului de intrare R_i și impedanța de ieșire aproximativ egală cu impedanța de ieșire proprie a AO.

■ Dintre cele trei configurații, repetorul are cea mai mare impedanță de intrare și cea mai mică impedanță de ieșire.

■ Toate AO reale prezintă mici curenți de polarizare de intrare și mici tensiuni de decalaj la intrare, care generează la ieșire mici tensiuni de eroare.

■ Efectul curentului de polarizare de intrare poate fi compensat prin adăugarea unor rezistoare exterioare.

■ Tensiunea de decalaj de la intrare poate fi compensată prin montarea unui potențiometru exterior între cei doi pini „offset null" accesibili la capsula AO integrate conform indicațiilor producătorului.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Amplificator diferențial Amplificator a cărui tensiune de ieșire este proporțională cu diferența dintre tensiunile aplicate pe cele două intrări.

Amplificator inversor Configurație cu AO cu buclă închisă la care semnalul de intrare se aplică pe intrarea inversoare.

Amplificator neinversor Configurație cu AO cu buclă închisă la care semnalul de intrare se aplică pe intrarea neinversoare.

Amplificator operațional (AO) Tip de amplificator cu câștig în tensiune foarte mare, impedanță de intrare foarte mare, impedanță de ieșire foarte mică și o bună suprimare a semnalelor aplicate în modul comun.

Buclă închisă Configurație cu AO în care între ieșire și intrare se conectează un circuit de reacție.

Câștig în tensiune în buclă deschisă (A_{ol}) Câștigul în tensiune al unui AO fără circuit exterior de reacție.

Câștig în tensiune în buclă închisă (A_{cl}) Câștigul în tensiune al unui AO cu circuit exterior de reacție.

Circuit integrat (CI) Tip de circuit ale cărui componente sunt realizate în totalitate pe un singur cip de siliciu.

Factor de rejecție pe modul comun (CMRR) Raportul dintre câștigul în buclă deschisă și câștigul în modul comun; indicator al capacității AO de a suprima semnalele aplicate în modul comun.

Mod comun Mod de lucru caracterizat prin prezența aceluiași semnal la ambele intrări ale unui AO.

Reacție negativă Procedeu prin care o parte a semnalului de ieșire este adusă la intrarea unui amplificator, cu un anumit defazaj față de semnalul de intrare.

Repetor Configurație de AO cu buclă închisă, neinversoare, cu câștigul în tensiune egal cu 1.

Viteză de variație a semnalului de ieșire Viteza cu care variază tensiunea de ieșire a unui A.O. ca răspuns la aplicarea la intrare a unui semnal treaptă.

■ FORMULE DE BAZĂ

Amplificatoare diferențiale

(12-1) $\text{CMRR} = \dfrac{A_{v(d)}}{A_{cm}}$ Factorul de rejecție pe modul comun

(12-2) $\text{CMRR} = 20\log\left(\dfrac{A_{v(d)}}{A_{cm}}\right)$ Factorul de rejecție pe modul comun (dB)

Parametrii AO

(12-3) $I_{\text{POL}} = \dfrac{I_1 + I_2}{2}$ Curentul de polarizare de intrare

(12-4) $I_{\text{OS}} = |I_1 - I_2|$ Curentul de decalaj de la intrare

(12-5) $V_{\text{OS}} = I_{\text{OS}} R_{in}$ Tensiunea de decalaj

(12-6) $V_{\text{OUT(er)}} = A_v I_{\text{OS}} R_{in}$ Tensiunea de eroare de la ieșire

(12-7) $\text{CMRR} = \dfrac{A_{ol}}{A_{cm}}$ Factorul de rejecție pe modul comun

(12-8) $\text{CMRR} = 20\log\left(\dfrac{A_{ol}}{A_{cm}}\right)$ Factorul de rejecție pe modul comun (dB)

(12-9) $\text{SR} = \dfrac{\Delta V_{out}}{\Delta t}$ Viteza de variație a semnalului de ieșire

Configurații cu AO

(12-10) $A_{cl(\text{NI})} = 1 + \dfrac{R_r}{R_i}$ Câștigul în tensiune (amplificator neinversor)

(12-11) $A_{cl(\text{REP})} = 1$ Câștigul în tensiune (repetor)

(12-12) $A_{cl(\text{I})} = -\dfrac{R_r}{R_i}$ Câștigul în tensiune (amplificator inversor)

Impedanțele AO

(12-13) $Z_{in(\mathrm{NI})} = (1 + A_{ol}A_r)Z_{in}$ Impedanța de intrare (amplificator neinversor)

(12-14) $Z_{out(\mathrm{NI})} = \dfrac{Z_{out}}{1 + A_{ol}A_r}$ Impedanța de ieșire (amplificator neinversor)

(12-15) $Z_{in(\mathrm{REP})} = (1 + A_{ol})Z_{in}$ Impedanța de intrare (repetor)

(12-16) $Z_{out(\mathrm{REP})} = \dfrac{Z_{out}}{1 + A_{ol}}$ Impedanța de ieșire (repetor)

(12-17) $Z_{in(\mathrm{I})} \cong R_i$ Impedanța de intrare (amplificator inversor)

(12-18) $Z_{out(\mathrm{I})} \cong Z_{out}$ Impedanța de ieșire (amplificator inversor)

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Un AO integrat are:
   (a) două intrări și două ieșiri (b) o intrare și o ieșire
   (c) două intrări și o ieșire
2. Care dintre următoarele caracteristici nu este totdeauna specifică unui AO?
   (a) câștig mare (b) putere mică
   (c) impedanță de intrare mare (d) impedanță de ieșire mică
3. Un amplificator diferențial:
   (a) face parte dintr-un AO (b) are o intrare și o ieșire
   (c) are două ieșiri (d) răspunsurile (a) și (c)
4. La un amplificator diferențial cu intrare nediferențială:
   (a) ieșirea este la masă
   (b) o intrare este la masă, iar semnalul se aplică pe cealaltă
   (c) ambele intrări sunt conectate împreună
   (d) ieșirea nu este inversată
5. În modul diferențial:
   (a) pe intrări se aplică semnale cu polarități opuse
   (b) câștigul este 1
   (c) semnalele de ieșire au amplitudini diferite
   (d) se folosește o singură sursă de alimentare
6. În modul comun:
   (a) ambele intrări sunt la masă
   (b) ieșirile sunt conectate împreună
   (c) pe ambele intrări se aplică un semnal identic
   (d) semnalele de ieșire sunt în fază
7. Câștigul în modul comun este:
   (a) foarte mare (b) foarte mic
   (c) totdeauna unitar (d) imprevizibil

8. Câștigul diferențial este:
   (a) foarte mare (b) foarte mic
   (c) dependent de tensiunea de intrare (d) aproximativ 100
9. Dacă $A_{v(d)}$ = 3500 și A_{cm} = 0,35, CMRR are valoarea:
   (a) 1225 (b) 10.000 (c) 80 dB (d) răspunsurile (b) și (c)
10. Dacă pe ambele intrări tensiunea este de zero volți, teoretic, la ieșirea unui AO, semnalul ar trebui să fie egal cu:
    (a) tensiunea pozitivă de alimentare (b) tensiunea negativă de alimentare
    (c) zero (d) CMRR
11. Dintre valorile următoare, cea mai apropiată de câștigul în buclă deschisă al unui AO este:
    (a) 1 (b) 2000 (c) 80 dB (d) 100.000
12. Un AO are curenții de polarizare de 50 μA și 49,3 μA. Curentul de decalaj de la intrare este de:
    (a) 700 nA (b) 99,3 μA (c) 49,7 μA (d) nici una dintre aceste valori
13. Semnalul de ieșire al unui AO crește cu 8 V în 12 μs. Viteza sa de variație este de:
    (a) 96 V/μs (b) 0,67 V/μs (c) 1,5 V/μs (d) nici una dintre aceste valori
14. Scopul pentru care se anulează decalajul este:
    (a) reducerea câștigului
    (b) egalizarea semnalelor de intrare
    (c) obținerea la ieșire a tensiunii de eroare zero
    (d) răspunsurile (b) și (c)
15. La un AO cu reacție negativă, semnalul de ieșire este:
    (a) egal cu semnalul de intrare (b) mai mare decât semnalul de intrare
    (c) readus la intrarea inversoare (d) readus la intrarea neinversoare
16. Prin reacția negativă:
    (a) se reduce câștigul în tensiune al AO
    (b) se determină intrarea în oscilație a AO
    (c) devine posibilă funcționarea liniară a AO
    (d) răspunsurile (a) și (c)
17. Reacția negativă:
    (a) mărește impedanțele de intrare și de ieșire
    (b) mărește impedanța de intrare și lățimea de bandă
    (c) scade impedanța de ieșire și lățimea de bandă
    (d) nu afectează impedanțele și lățimea de bandă
18. Un amplificator neinversor are R_i de 1 kΩ și R_r de 100 kΩ. Câștigul în buclă închisă este de :
    (a) 100.000 (b) 1000 (c) 101 (d) 100
19. Dacă rezistorul de reacție de la întrebarea 18 se întrerupe, câștigul în tensiune:
    (a) crește (b) scade (c) nu este afectat (d) depinde de R_i
20. Un amplificator inversor are câștigul în buclă închisă de 25. Câștigul în buclă deschisă al AO este de 100.000. Dacă AO inițial se înlocuiește cu un altul, având câștigul în buclă deschisă de 200.000, câștigul în buclă închisă:
    (a) se dublează (b) scade la 12,5 (c) rămâne 25 (d) crește puțin

21. Un repetor:
(a) are câștigul 1 (b) este neinversor
(c) nu are rezistor de reacție (d) toate aceste răspunsuri

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 12-1 Prezentarea amplificatoarelor operaționale

1. Faceți o comparație între AO ideal și AO real.
2. Dispuneți de două AO integrate. Caracteristicile lor sunt date mai jos. Alegeți-l pe cel mai bun.
AO 1: Z_{in} = 5 MΩ, Z_{out} = 100 Ω, A_{ol} = 50.000
AO 2: Z_{in} = 10 MΩ, Z_{out} = 75 Ω, A_{ol} = 150.000

Secțiunea 12-2 Amplificatorul diferențial

3. Recunoașteți configurațiile de intrare și de ieșire ale fiecărui etaj diferențial de amplificare din fig. 12-47.

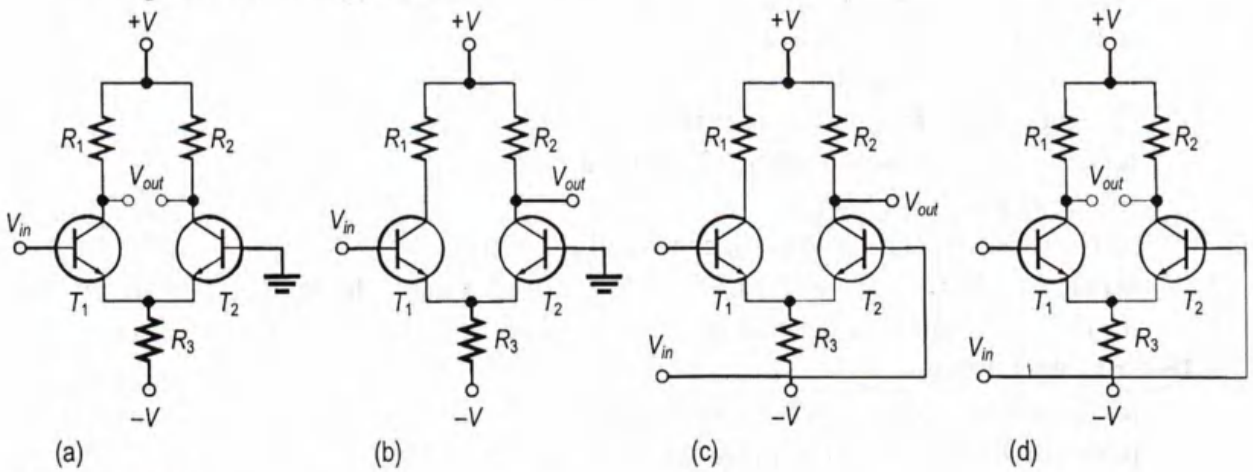


FIGURA 12-47

4. Tensiunile continue de pe baze, din fig. 12-48, sunt egale cu zero. Folosindu-vă de cunoștințele de analiză a circuitelor cu tranzistoare, aflați tensiunea continuă diferențială de ieșire. Se consideră că T_1 are α = 0,980, iar T_2 are α = 0,975.
5. Arătați ce mărime fizică măsoară fiecare aparat din fig. 12-49.
6. Un etaj de amplificare diferențial are rezistoarele de colector de 5,1 kΩ fiecare. Dacă I_{C1} = 1,35 mA și I_{C2} = 1,29 mA, cât este tensiunea de ieșire diferențială?

Secțiunea 12-3 Parametrii AO

7. Calculați curentul de polarizare, I_{POL}, știind că valorile curenților de intrare ai unui AO sunt de 8,3 μA și 7,9 μA.
8. Arătați deosebirea dintre curentul de polarizare de intrare și curentul de decalaj de la intrare și apoi calculați-l pe cel din urmă pentru datele din problema 7.
9. Un AO are CMRR de 250.000. Exprimați această valoare în decibeli.

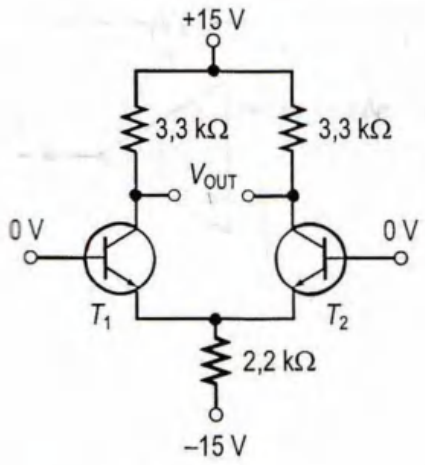


FIGURA 12-48

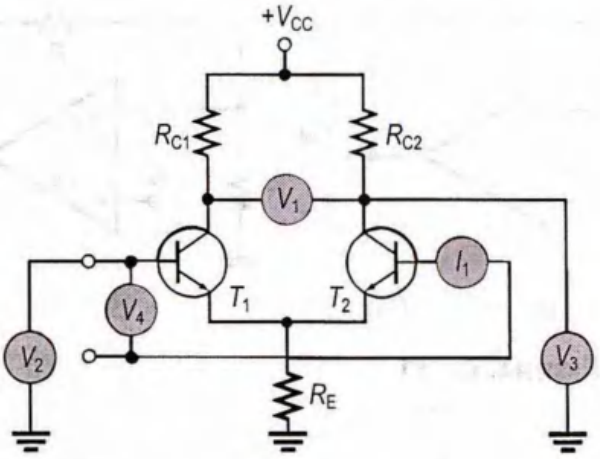
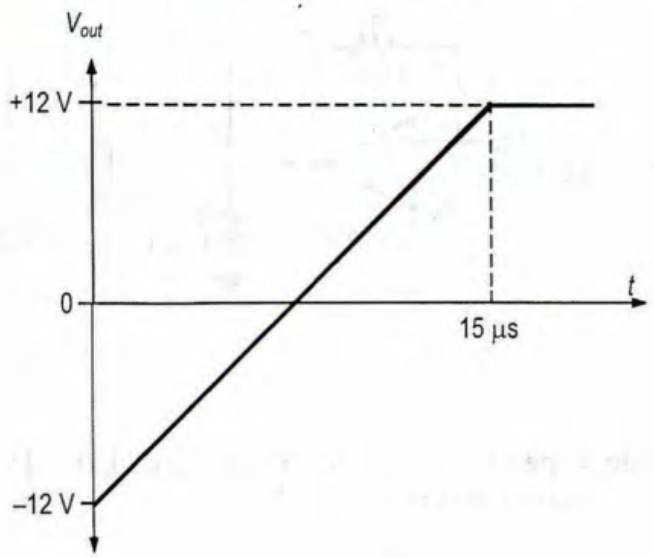


FIGURA 12-49

10. Câștigul în buclă deschisă al unui AO este de 175.000. Câștigul lui în modul comun este de 0,18. Calculați CMRR în decibeli.
11. În foaia de catalog a unui AO sunt date valorile CMRR, de 300.000, și A_{ol}, de 90.000. Cât este câștigul în modul comun?
12. În fig. 12-50 este reprezentată tensiunea de la ieșirea unui AO ca răspuns la un semnal treaptă de intrare. Cât este viteza de variație a semnalului de ieșire?
13. În cât timp ajunge tensiunea de la ieșirea unui AO de la –10 V la +10 V, dacă viteza de variație a semnalului de ieșire este de 0,5 V/ μs?

FIGURA 12-50



Secțiunea 12-5 Configurații cu AO cu reacție negativă

14. Recunoașteți configurațiile cu AO din fig. 12-51.
15. Un amplificator neinversor are R_i de 1 kΩ și R_r de 100 kΩ. Calculați V_r și A_r dacă V_{out} = 5 V.
16. Pentru amplificatorul din fig. 12-52, calculați:
    (a) $A_{cl(NI)}$ (b) V_{out} (c) V_r

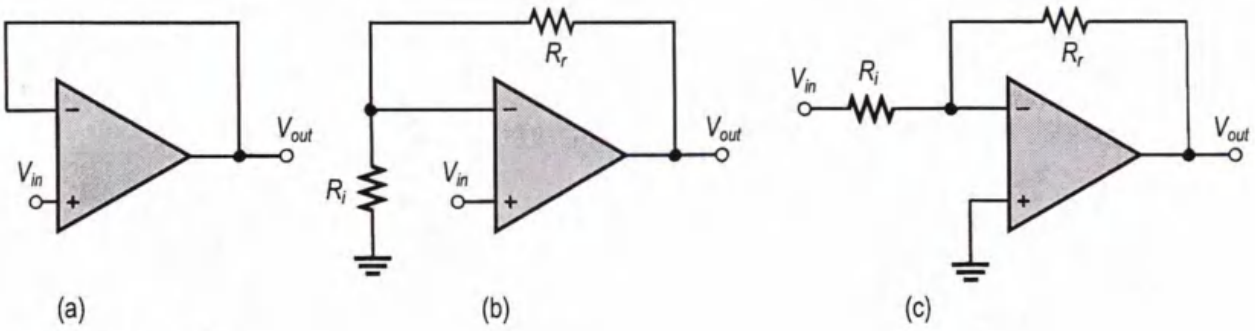
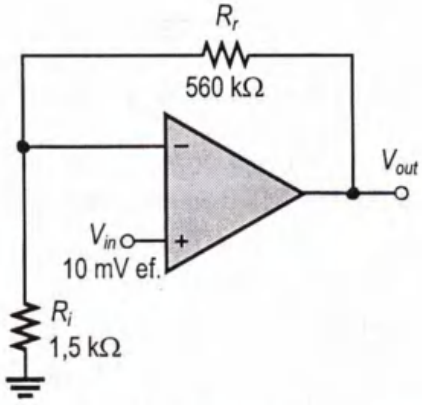


FIGURA 12-51

FIGURA 12-52



17. Calculați câștigul în buclă închisă al amplificatoarelor din fig. 12-53.

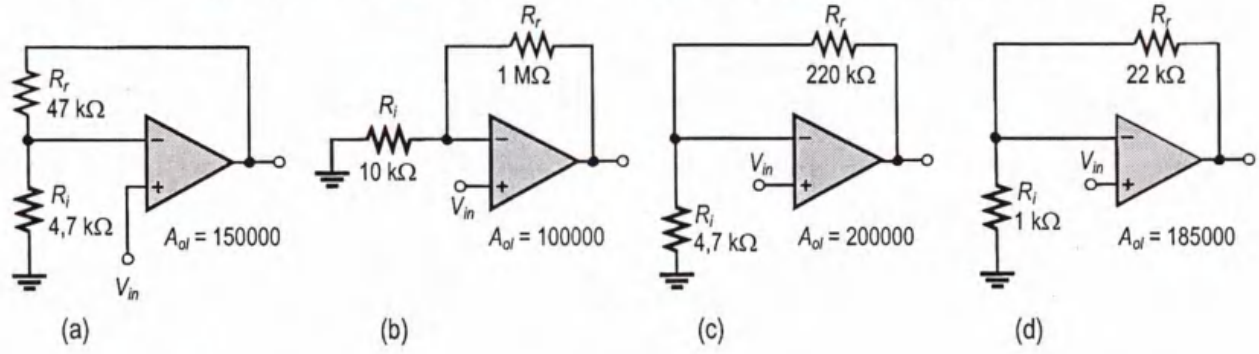


FIGURA 12-53

18. Aflați valorile R_r pentru care se obțin câștigurile în buclă închisă indicate în dreptul fiecărui amplificator din fig. 12-54.

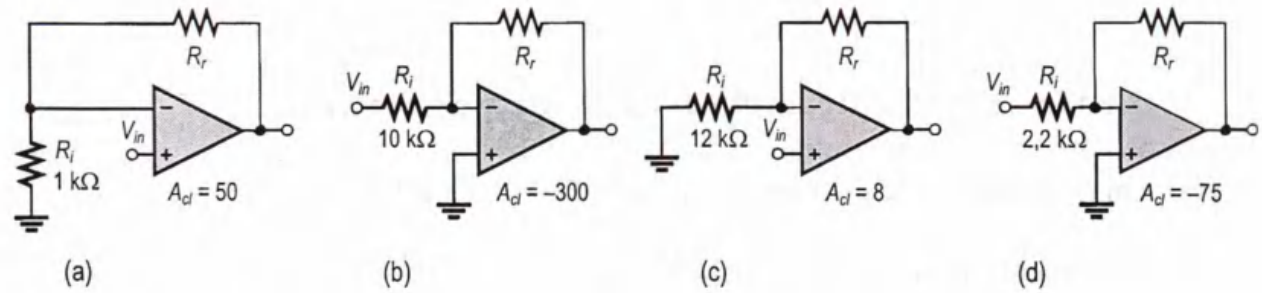


FIGURA 12-54

19. Calculați câștigul fiecărui amplificator din fig. 12-55.

20. Dacă fiecărui amplificator din fig. 12-55 i se aplică un semnal cu tensiunea de 10 mV ef., ce valori vor avea tensiunile de ieșire și care va fi defazajul acestora față de tensiunea de intrare?

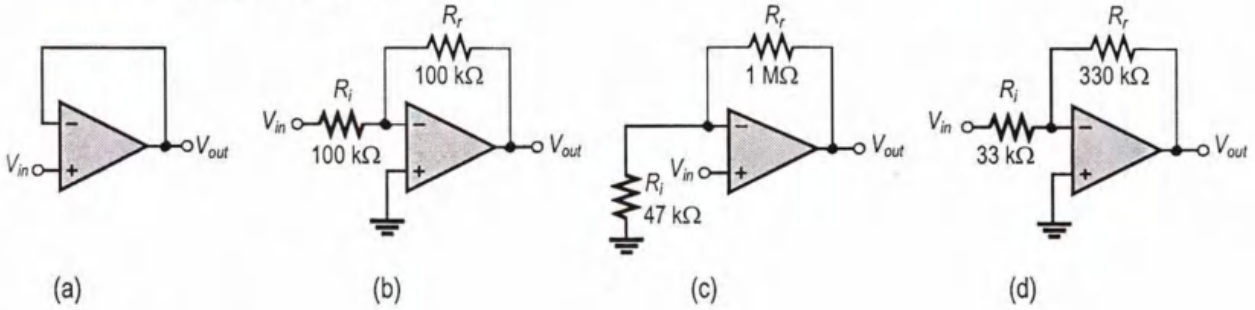


FIGURA 12-55

21. Pentru amplificatorul din fig. 12-56, determinați cu aproximație valorile următoarelor mărimi:

(a) I_{in} **(b)** I_r **(c)** V_{out} **(d)** câștigul în buclă închisă

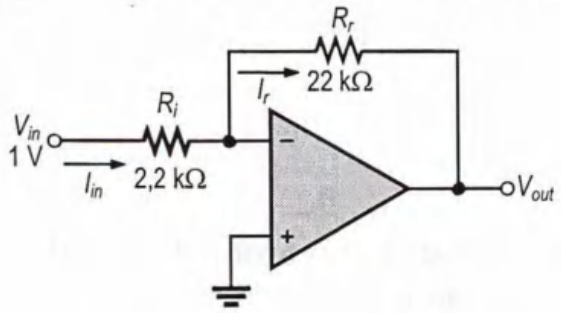


FIGURA 12-56

Secțiunea 12-6 Efectele reacției negative asupra impedanțelor AO

22. Determinați impedanțele de intrare și de ieșire pentru configurațiile de amplificator din fig. 12-57.

23. Reluați problema 22 pentru circuitele din fig. 12-58.

24. Reluați problema 22 pentru circuitele din fig. 12-59.

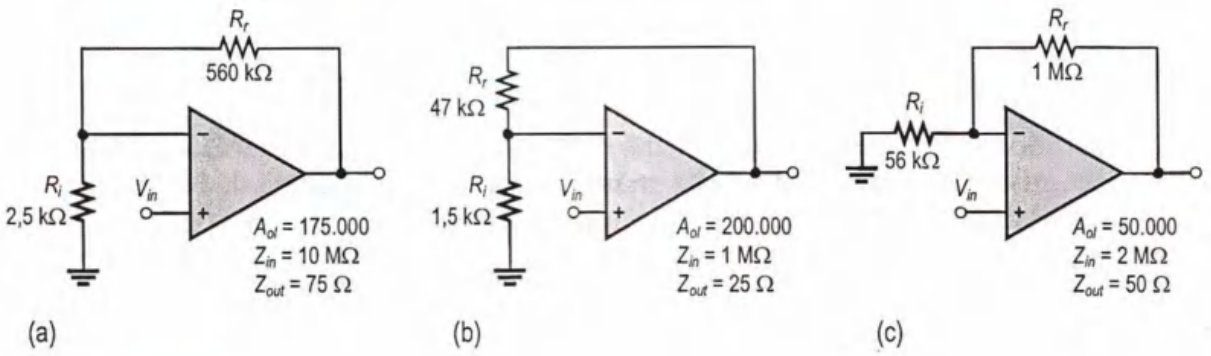


FIGURA 12-57

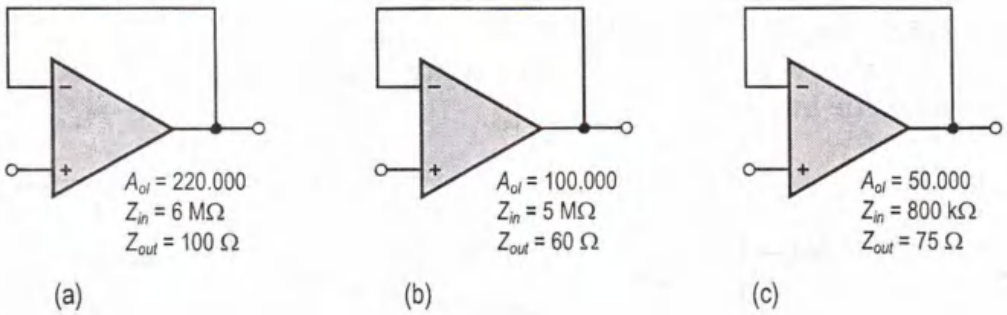


FIGURA 12-58

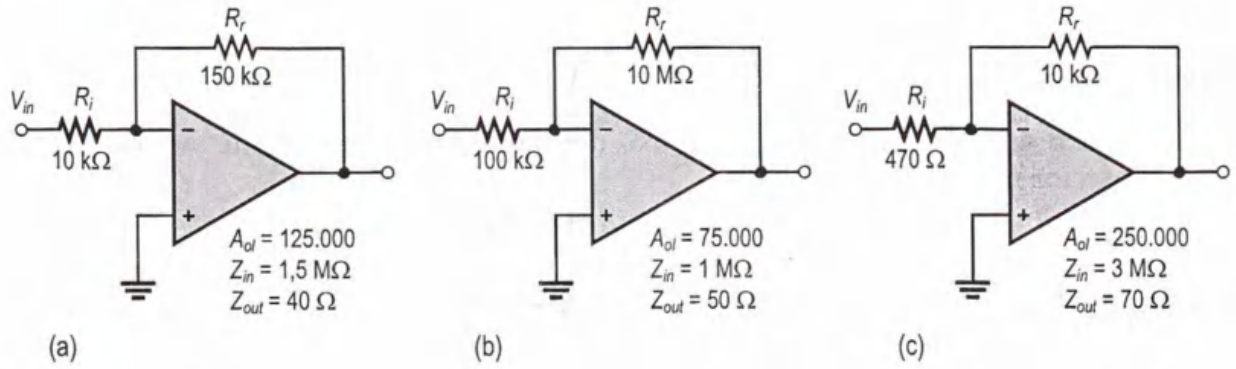


FIGURA 12-59

Secțiunea 12-7 Compensarea curentului de polarizare și a tensiunii de decalaj

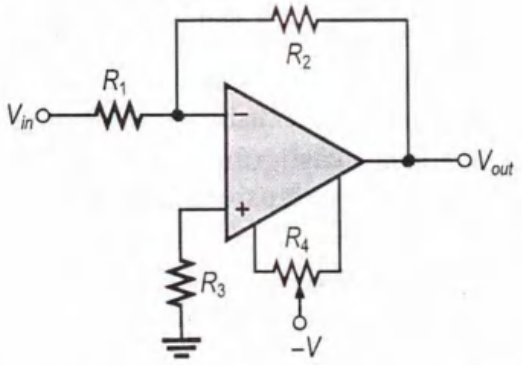
25. Semnalul de intrare al unui repetor provine de la o sursă de tensiune cu rezistența internă de 75 Ω.
    (a) Ce valoare trebuie să aibă și unde trebuie conectat rezistorul de compensare a curentului de polarizare?
    (b) Dacă, în condiții de compensare, cei doi curenți de intrare au valorile de 42 μA și 40 μA, cât este tensiunea de eroare de la ieșire?
26. Determinați valorile rezistoarelor de compensare aferente configurațiilor de amplificare din fig. 12-57, arătând și unde trebuie conectate aceste rezistoare.
27. Un repetor cu AO are tensiunea de decalaj de la intrare de 2 nV. Ce valoare are tensiunea de eroare de la ieșire?
28. Ce valoare are tensiunea de decalaj de la intrarea unui AO, dacă, la o tensiune de intrare egală cu zero, la ieșire se măsoară o tensiune continuă de 35 mV? Se specifică câștigul în buclă deschisă al amplificatorului, care este 200.000.

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 12-8 Depanare

29. Stabiliți defectele cele mai probabile pentru următoarele simptome ale circuitului din fig. 12-60, când la intrare se aplică un semnal de 100 mV.
   (a) Semnalul de ieșire lipsește.
   (b) Semnalul de ieșire este limitat sever atât pe alternanțele pozitive, cât și pe cele negative.
   (c) Semnalul de ieșire are limitate doar vârfurile pozitive dacă semnalul de intrare crește până la o anumită valoare.

FIGURA 12-60



30. Identificați defectele cele mai probabile în cazul circuitelor și al formelor de undă asociate din fig. 12-61.

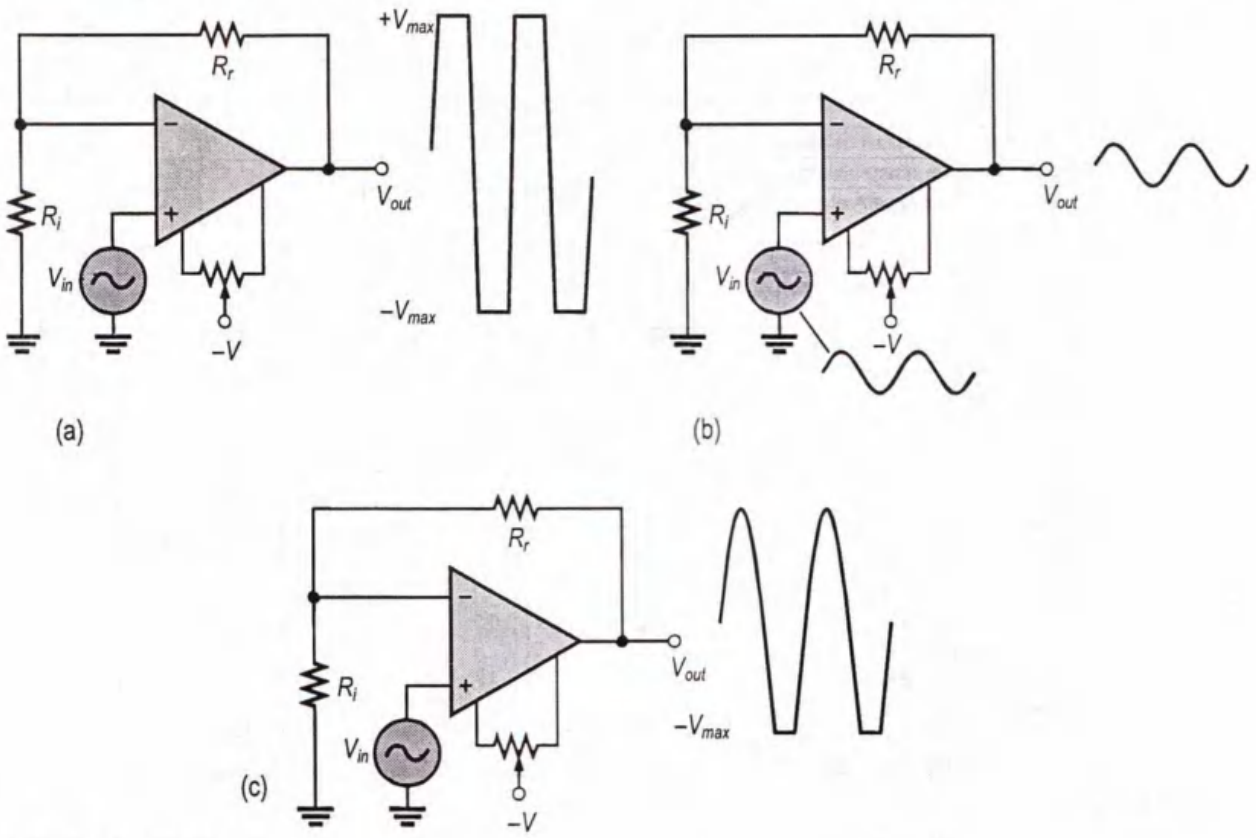


FIGURA 12-61

Secțiunea 12-9 Aplicație practică

31. Ce se întâmplă dacă, pe cartela din fig. 12-43, terminalul din mijloc (cursorul) potențiometrului de 100 kΩ se întrerupe?
32. Ce simptom indică o întrerupere la pinul 1 al AO 741 din fig. 12-44?

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

Rezolvați problemele următoare consultând fragmentul de foaie de catalog pentru AO 741 (MC1741), din fig. 12-62.

33. Determinați rezistențele de intrare și de ieșire ale unui amplificator neinversor realizat cu AO 741, la care R_r = 47 kΩ și R_i = 470 Ω. Utilizați valorile tipice.
34. Determinați impedanțele de intrare și de ieșire ale unui AO 741 conectat într-o configurație de amplificator inversor cu câștigul în buclă închisă de 100 și R_r = 100 kΩ.
35. Determinați valoarea minimă a câștigului în tensiune în buclă deschisă al unui CI MC1741, exprimat ca raport între tensiunea de ieșire, măsurată în volți, și tensiunea de intrare, măsurată în volți.
36. În cât timp ajunge (tipic) tensiunea de ieșire a unui AO 741 de la –8 V la + 8 V, ca răspuns la un semnal de intrare treaptă?

Caracteristici electrice (V_{CC} +15 V, V_{EE} = –15 V, T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni).

Mărimea	Simbol	MC1741			MC1741C			Unit.
		Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	
Tensiunea de decalaj de la intrare ($R_G \leq 10$ k)	V_{IO}	–	1,0	5,0	–	2,0	6,0	mV
Curentul de decalaj de la intrare	I_{IO}	–	20	200	–	20	200	nA
Curentul de polarizare de la intrare	I_{IB}	–	80	500	–	80	500	nA
Rezistența de intrare	r_i	0,3	2,0	–	0,3	2,0	–	MΩ
Capacitatea de intrare	C_i	–	1,4	–	–	1,4	–	pF
Plaja de reglare a tensiunii de decalaj	V_{IOR}	–	±15	–	–	±15	–	mV
Plaja tensiunilor de intrare în modul comun	V_{ICR}	±12	±13	–	±12	±13	–	V
Câștigul în tensiune la semnal mare (V_O = ±10 V, $R_S \geq$ 2,0 k)	A_v	50	200	–	20	200	–	V/mV
Rezistența de ieșire	r_o	–	75	–	–	75	–	Ω
Factorul de rejecție pe modul comun ($R_G \leq$ 10 k)	CMRR	70	90	–	70	90	–	dB
Factorul de rejecție a tensiunii de alimentare ($R_G \leq$ 10 k)	PSRR	–	30	150	–	30	150	μV/V
Excursia de tensiune la ieșire ($R_S \geq$ 10 k) ($R_S \geq$ 2 k)	V_O	±12 ±10	±14 ±13	– –	±12 ±10	±14 ±13	– –	V
Curentul de ieșire la scurtcircuit	I_{os}	–	20	–	–	20	–	mA
Curentul de alimentare	I_D	–	1,7	2,8	–	1,7	2,8	mA
Puterea consumată	P_C	–	50	85	–	50	85	mW
Răspunsul tranzitoriu (la câștig unitar și în configurație neinversoare) (V_I = 20 mV, $R_S \geq$ 2 k, $C_S \leq$ 100 pF) Timpul de creștere	t_{TLH}	–	0,3	–	–	0,3	–	μs
(V_I = 20 mV, $R_S \geq$ 2 k, $C_S \leq$ 100 pF) Supracreștere	os	–	15	–	–	15	–	%
(V_I = 20 mV, $R_S \geq$ 2 k, $C_S \leq$ 100 pF) Viteza de variație a semnalului de ieșire	SR	–	0,5	–	–	0,5	–	V/μs

FIGURA 12-62

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

37. Proiectați un amplificator neinversor cu câștigul în tensiune în buclă închisă de 150 și cu impedanța de intrare minimă de 100 MΩ, folosind un AO 741.
38. Proiectați un amplificator inversor cu AO 741. Câștigul în tensiune trebuie să fie de 68 ± 5%, iar impedanța de intrare trebuie să fie de aproximativ 10 kΩ.
39. Consultați datele din fig. 12-62. Calculați câștigul tipic în modul comun al AO MC1741.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 12-1

1. Intrarea inversoare, intrarea neinversoare, ieșirea, bornele de alimentare cu tensiune pozitivă și negativă.
2. AO reale au impedanța de intrare foarte mare, impedanța de ieșire foarte mică și câștigul în tensiune foarte mare.

Secțiunea 12-2

1. Intrarea diferențială este aplicarea semnalului între cele două borne de intrare. Intrarea nediferențială este aplicarea semnalului între una dintre bornele de intrare și masă (cu cealaltă bornă de intrare la masă).
2. Rejecția pe modul comun reprezintă capacitatea unui AO de a furniza la ieșire un semnal cât mai mic atunci când pe ambele intrări se aplică același semnal.
3. Un CMRR mai mare înseamnă un câștig în modul comun mai mic.

Secțiunea 12-3

1. Curentul de polarizare de intrare, tensiunea de decalaj de la intrare, deriva, curentul de decalaj de la intrare, impedanța de intrare, impedanța de ieșire, domeniul tensiunilor de intrare în modul comun, CMRR, câștigul în tensiune în buclă deschisă, viteza de variație a semnalului de ieșire, răspunsul în frecvență.
2. Viteza de variație a semnalului de ieșire și câștigul în tensiune depind de frecvență.

Secțiunea 12-4

1. Prin reacția negativă se realizează un câștig în tensiune stabil, de valoarea dorită și o bandă de trecere mai largă.
2. Câștigul în buclă deschisă este atât de mare încât un semnal extrem de slab aplicat la intrare poate aduce AO la saturație.

Secțiunea 12-5

1. Principalul scop al reacției negative este stabilizarea câștigului.
2. Fals
3. $A_{cl} = 1/0{,}02 = 50$

Secțiunea 12-6

1. Configurația neinversoare are Z_{in} mai mare decât cea proprie a AO.
2. Z_{in} este mai mare la repetor.
3. $Z_{in(I)} \cong R_i = 2\ \text{k}\Omega$, $Z_{out(I)} \cong Z_{out} = 60\ \Omega$.

Secțiunea 12-7

1. Sursele de eroare de la ieșire sunt curentul de polarizare de intrare și tensiunea de decalaj de la intrare.
2. În circuitul de reacție se adaugă un rezistor de valoare egală cu rezistența sursei de semnal de intrare.

Secțiunea 12-8

1. Trebuie să verificați reglajul de anulare a decalajului la ieșire.
1. Dacă alimentarea cu c.c. a AO se dovedește corectă, atunci probabil că absența semnalului de ieșire se datorează faptului că AO este defect.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

12-1 34.000; 90,6 dB

12-2 **(a)** 0,168 **(b)** 88 dB **(c)** 2,1 V ef., 4,2 V ef. **(d)** 0,168 V

12-3 12.649

12-4 20 V/μs

12-5 32,9

12-6 67,5 kΩ

12-7 **(a)** 20,6 GΩ, 14 mΩ **(b)** 23

12-8 Z_{in} crește, Z_{out} scade.

12-9 $Z_{in(I)} = 560\ \Omega$; $Z_{out(I)} = 75\ \Omega$; $A_{cl} = -146$

CAPITOLUL 13

Răspunsul în frecvență, stabilitatea și compensarea AO

Conținutul capitolului

13-1 Noțiuni generale
13-2 Răspunsul în buclă deschisă
13-3 Răspunsul în buclă închisă
13-4 Reacția pozitivă și stabilitatea
13-5 Compensarea
13-6 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

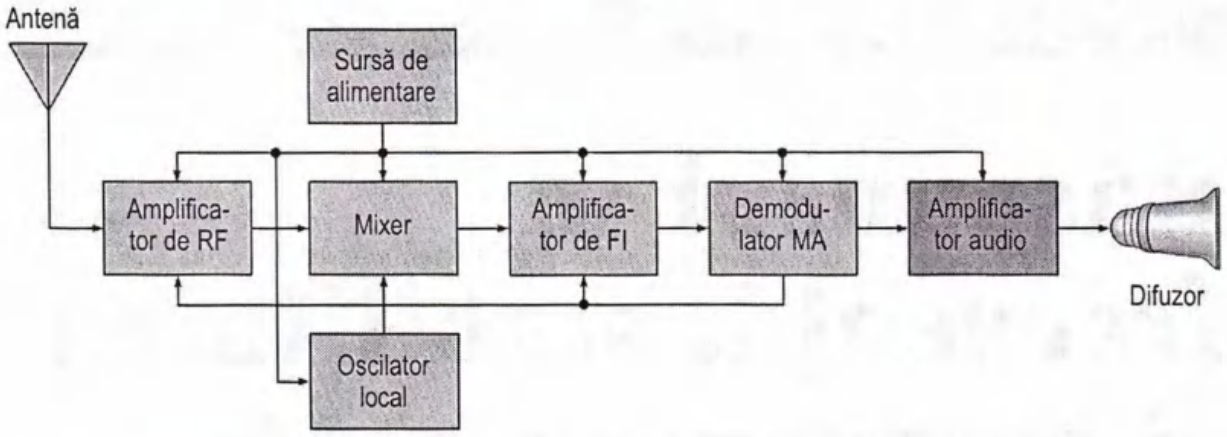
- Prezentarea principalelor aspecte ale răspunsului în frecvență al AO
- Analizarea răspunsului în buclă deschisă al AO
- Analizarea răspunsului în buclă închisă al AO
- Prezentarea reacției pozitive și a stabilității circuitelor cu AO
- Explicarea compensării fazei la AO

Introducere

În acest capitol veți afla mai multe despre răspunsul în frecvență, banda de trecere, defazaj și alți parametri dependenți de frecvență. Efectele reacției negative vor fi studiate mai detaliat. Veți mai învăța care sunt condițiile de stabilitate și cum se face compensarea pentru asigurarea unei funcționări stabile a circuitelor cu AO.

Aplicația practică

În aplicația practică din secțiunea 13-6, un AO este utilizat drept preamplificator audio într-un receptor cu MA. Acesta recepționează semnale modulate în amplitudine, cu frecvențe între 535 kHz și 1605 kHz, extrage semnalul audio de pe purtătoarea modulată și îl amplifică, semnalul astfel prelucrat fiind aplicat la bornele unui difuzor. MA este un procedeu prin care amplitudinea unui semnal de frecvență înaltă (purtătoarea) este variată (modulată) de un semnal cu frecvență mai joasă (audio, în cazul nostru). Din sistemul prezentat, atenția ne va fi concentrată asupra circuitului de amplificare audio, realizat cu un AO și un amplificator de putere în contratimp.



13-1 NOȚIUNI GENERALE

În capitolul precedent am arătat cum se poate fixa câștigul în tensiune în buclă închisă în cazul configurațiilor de bază cu AO și care este diferența dintre câștigul în buclă deschisă și cel în buclă închisă. Deoarece aceste concepte sunt deosebit de importante, în secțiunea de față vom relua definițiile lor.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați principalele aspecte ale răspunsului AO

- Să definiți *câștigul în tensiune în buclă deschisă*
- Să definiți *câștigul în tensiune în buclă închisă*
- Să explicați dependența câștigului de frecvență
- Să arătați care este banda de trecere în buclă deschisă
- Să arătați care este banda de trecere la câștigul unitar
- Să determinați defazajul

Câștigul în tensiune în buclă deschisă

Câștigul în tensiune în buclă deschisă, A_{ol}, al unui AO este câștigul în tensiune intern, propriu dispozitivului, și reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare, ca în fig. 13-1(a). Observați că nu apare nici o componentă exterioară, deci câștigul în tensiune în buclă deschisă este determinat exclusiv de structura internă. Valoarea câștigului în tensiune în buclă deschisă poate ajunge până la 200.000 și nu poate fi stabilită tehnologic cu precizie. În foile de catalog, câștigul în tensiune în buclă deschisă se mai întâlnește sub denumirea *câștig în tensiune la semnal mare.*

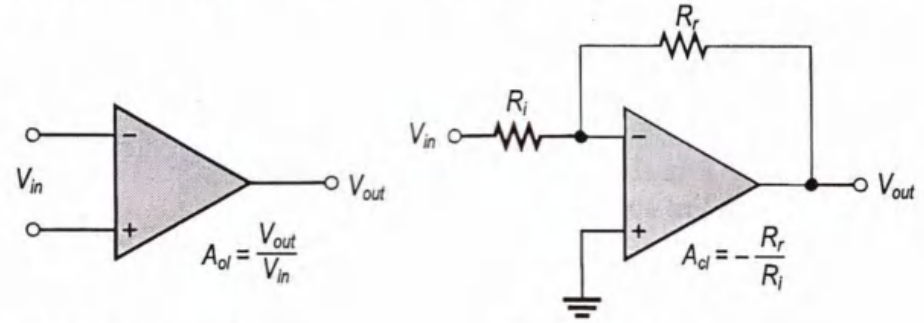
Câștigul în tensiune în buclă închisă

Câștigul în tensiune în buclă închisă, A_{cl}, este câștigul în tensiune al unui AO cu circuit de reacție exterior. Configurația amplificatorului cuprinde AO și circuitul exterior de reacție negativă, conectat între ieșire și intrarea inversoare (–). Câștigul în tensiune în buclă închisă

este determinat de valorile componentelor exterioare, cum se vede în fig. 13-1(b) pentru o configurație de amplificator inversor. Valoarea câștigului în tensiune în buclă închisă poate fi fixată cu precizie prin alegerea corespunzătoare a valorilor componentelor exterioare.

FIGURA 13-1

Configurații cu AO cu buclă deschisă, respectiv cu buclă închisă.



(a) Cu buclă deschisă (b) Cu buclă închisă

Dependența câștigului de frecvență

În capitolul precedent, toate expresiile câștigului în tensiune au fost deduse pentru valorile din banda de trecere, fiind considerate independente de frecvență. Câștigul în tensiune în buclă deschisă al unui AO acoperă un domeniu ce începe de la zero (c.c.) și este mărginit superior de o frecvență de tăiere la care valoarea câștigului este cu 3 dB mai mică decât cea maximă, din banda de trecere. Noțiunile la care ne-am referit ar trebui să vă fie bine cunoscute din capitolul 10. AO sunt amplificatoare de c.c. (fără capacități de cuplaj între etaje), deci nu prezintă frecvență de tăiere inferioară. Aceasta înseamnă că banda lor de trecere se întinde până la frecvența zero, iar tensiunile continue sunt amplificate în aceeași măsură ca și semnalele având frecvențe din banda de trecere.

Curba de răspuns (diagrama Bode) în buclă deschisă a unui AO este prezentată în fig. 13-2. În majoritatea foilor de catalog pentru AO veți găsi fie această diagramă, fie valoarea câștigului în buclă deschisă în banda de trecere. Remarcați că graficul cade (coboară) cu –20 dB/decadă (–6 dB/octavă). Câștigul în banda de trecere este de 200.000, adică 106 dB, iar frecvența de tăiere (critică) este de aproximativ 10 Hz.

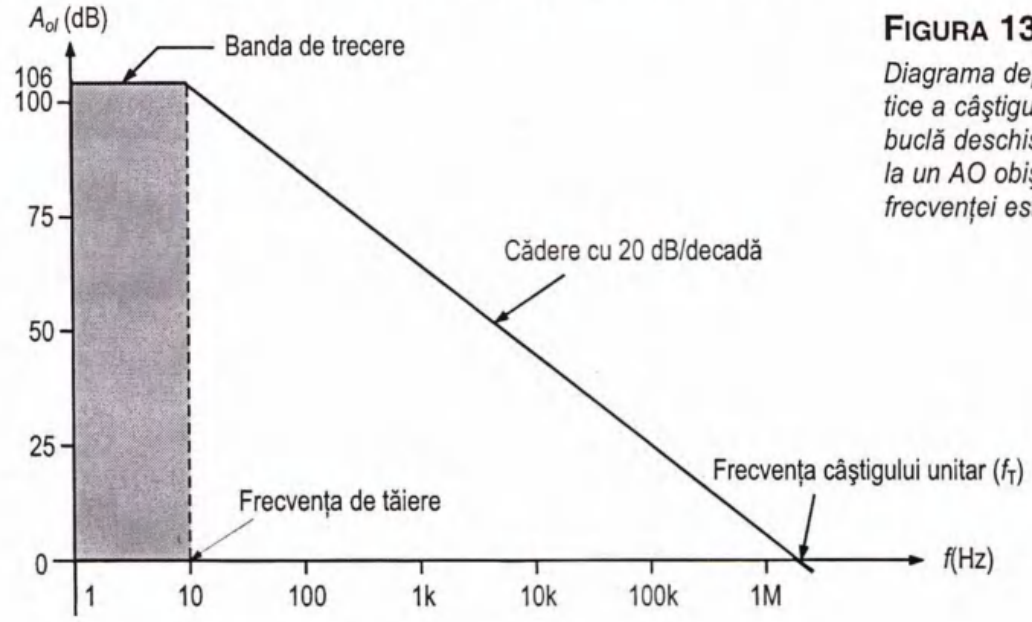


FIGURA 13-2

Diagrama dependenței teoretice a câștigului în tensiune în buclă deschisă de frecvență la un AO obișnuit. Scara frecvenței este logaritmică.

Lățimea de bandă la 3 dB în buclă deschisă

Amintiți-vă, de la capitolul 10, că lățimea de bandă a unui amplificator de c.a. este domeniul de frecvențe dintre cele două puncte în care câștigul este cu 3 dB sub câștigul maxim, din banda de trecere. În general, lățimea benzii de trecere se calculează scăzând frecvența de tăiere inferioară ($f_{t(inf)}$) din frecvența de tăiere superioară ($f_{t(sup)}$).

$$B = f_{t(sup)} - f_{t(inf)}$$

Întrucât, în cazul AO, $f_{t(inf)}$ este zero, lățimea benzii de trecere este egală chiar cu frecvența de tăiere superioară.

$$B = f_{t(sup)} \tag{13-1}$$

De aici înainte vom renunța la notația $f_{t(sup)}$, pe care o vom înlocui cu f_t; de asemenea, vom folosi indicii *ol* (*o*pen-*l*oop – în buclă deschisă) și *cl* (*c*losed-*l*oop – în buclă închisă), ca în exemplul $f_{t(ol)}$.

Lățimea de bandă la câștigul unitar

Observați, în fig. 13-2, că valoarea câștigului scade constant până în punctul în care ajunge egală cu 1 (0 dB). Frecvența la care se realizează câștigul unitar reprezintă *lățimea de bandă la câștigul unitar*.

Analiza dependenței câștig-frecvență

Căderea câștigului la creșterea frecvenței are loc din cauza circuitelor *RC* de întârziere a fazei (trece-jos) din interiorul AO, întocmai ca la amplificatoarele cu componente discrete, despre care am discutat în capitolul 10. De la studiul circuitelor de c.a. știți că atenuarea unui circuit *RC* trece-jos, cum este cel din fig. 13-3, are expresia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X^2_C}}$$

Împărțind, în membrul drept, atât numărătorul, cât și numitorul prin X_C, rezultă:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 / X^2_C}}$$

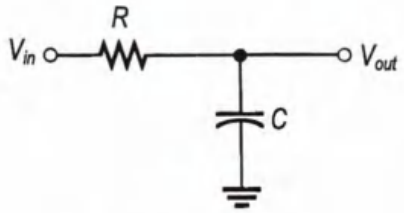


FIGURA 13-3
Circuit RC trece-jos.

Frecvența de tăiere a unui circuit *RC* este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

Din împărțirea cu f a ambilor membri rezultă:

$$\frac{f_t}{f} = \frac{1}{2\pi RCf} = \frac{1}{(2\pi fC)R}$$

Întrucât $X_C = 1/(2\pi fC)$, expresia de mai sus poate fi scrisă sub forma:

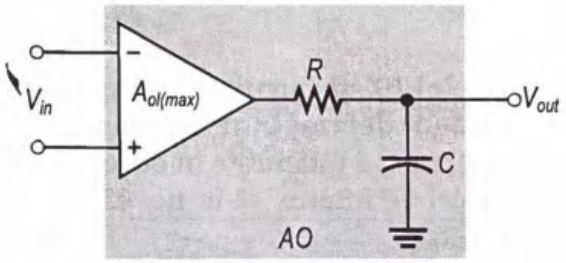
$$\frac{f_t}{f} = \frac{X_C}{R}$$

Înlocuind X_C/R cu f_t/f în cea de-a doua expresie a raportului V_{out}/V_{in}, obținem expresia atenuării circuitului *RC* trece-jos în funcție de frecvență:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+f^2/f_t^2}} \tag{13-2}$$

FIGURA 13-4

AO reprezentat printr-un element caracterizat de câștig și un circuit RC din interior.



Dacă reprezentăm un AO printr-un element caracterizat de un câștig în tensiune, de valoare $A_{ol(max)}$, și un circuit *RC* trece-jos separat, ca în fig. 13-4, câștigul total în buclă deschisă al AO va fi egal cu produsul dintre câștigul în buclă deschisă în banda de trecere, $A_{ol(max)}$, și atenuarea introdusă de circuitul *RC*:

$$A_{ol} = \frac{A_{ol(max)}}{\sqrt{1+f^2/f_t^2}} \tag{13-3}$$

Așa cum reiese din formula (13-3), câștigul în buclă deschisă are valoarea din banda de trecere pentru frecvențe ale semnalului mult mai mici decât frecvența de tăiere f_t și cade pe măsură ce frecvența crește. Întrucât f_t caracterizează răspunsul în buclă deschisă al AO, o vom nota cu $f_{t(ol)}$.

Următorul exemplu ilustrează scăderea câștigului în buclă deschisă la creșterea frecvenței peste $f_{t(ol)}$.

EXEMPLUL 13-1

Determinați A_{ol} pentru următoarele valori ale *f*. Se consideră $f_{t(ol)} = 100$ Hz și $A_{ol(max)} = 100.000$.

(a) $f = 0$ Hz (b) $f = 10$ Hz (c) $f = 100$ Hz (d) $f = 1000$ Hz

Rezolvare

(a) $$A_{ol} = \frac{A_{ol(\max)}}{\sqrt{1+f^2/f_{t(ol)}^2}} = \frac{100000}{\sqrt{1+0}} = 100000$$

(b) $$A_{ol} = \frac{100000}{\sqrt{1+(0,1)^2}} = 99503$$

(c) $A_{ol} = \dfrac{100000}{\sqrt{1+(1)^2}} = \dfrac{100000}{\sqrt{2}} = \mathbf{70710}$

(d) $A_{ol} = \dfrac{100000}{\sqrt{1+(10)^2}} = \mathbf{9950}$

Exercițiu complementar Aflați A_{ol} corespunzătoare frecvențelor următoare. Se consideră $f_{t(ol)}$ = 200 Hz și $A_{ol(max)}$ = 80.000.

(a) f = 2 Hz (b) f = 10 Hz (c) f = 2500 Hz

Defazajul

Așa cum am arătat în capitolul 10, un circuit *RC* introduce o întârziere în propagarea de la intrare la ieșire, generând un **defazaj** între semnalul de intrare și cel de ieșire. Un circuit *RC* de întârziere a fazei, cum se întâlnește în etajele de AO, introduce o întârziere a semnalului de ieșire față de cel de intrare, ca în fig. 13-5. Știți de la studiul circuitelor de c.a. că defazajul θ are expresia:

$$\theta = -\text{arctg}\left(\frac{R}{X_C}\right)$$

Întrucât $R/X_C = f/f_t$,

$$\theta = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_t}\right) \tag{13-4}$$

Semnul minus arată că semnalul de ieșire este defazat în urma semnalului de intrare. Formula exprimă faptul că defazajul crește cu frecvența și tinde spre –90° pentru valori f mult mai mari decât f_t.

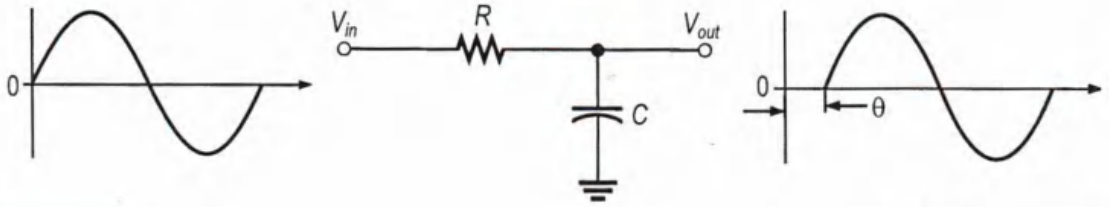


FIGURA 13-5

Tensiunea de ieşire este defazată în urma tensiunii de intrare.

EXEMPLUL 13-2

Calculați defazajul introdus de un circuit *RC* de întârziere la fiecare dintre frecvențele următoare și apoi trasați graficul dependenței fazei de frecvență. Se consideră f_t = 100 Hz.

(a) f = 1 Hz (b) f = 10 Hz (c) f = 100 Hz

(d) f = 1000 Hz (e) f = 10.000 Hz

Rezolvare

(a) $\theta = -\text{arctg}\left(\dfrac{f}{f_t}\right) = -\text{arctg}\left(\dfrac{1\,\text{Hz}}{100\,\text{Hz}}\right) = \mathbf{-0{,}573^\circ}$

(b) $\theta = -\text{arctg}\left(\frac{10\,\text{Hz}}{100\,\text{Hz}}\right) = -5{,}71^\circ$

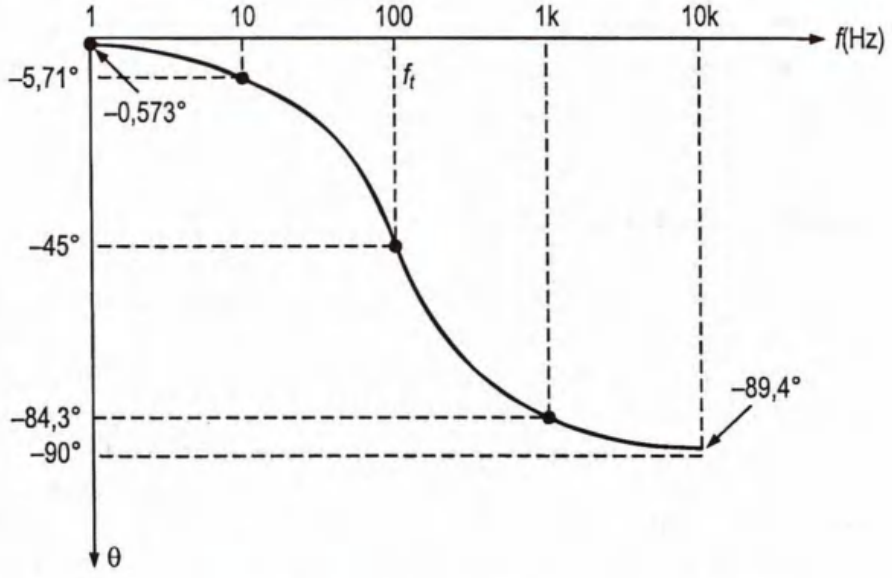
(c) $\theta = -\text{arctg}\left(\frac{100\,\text{Hz}}{100\,\text{Hz}}\right) = -45^\circ$

(d) $\theta = -\text{arctg}\left(\frac{1000\,\text{Hz}}{100\,\text{Hz}}\right) = -84{,}3^\circ$

(e) $\theta = -\text{arctg}\left(\frac{10000\,\text{Hz}}{100\,\text{Hz}}\right) = -84{,}4^\circ$

Reprezentarea grafică a dependenței fazei de frecvență este cea din fig. 13-6. Observați că scara de frecvență este logaritmică.

FIGURA 13-6



Exercițiu complementar La ce frecvență defazajul este de 60°, în acest exemplu?

SECȚIUNEA 13-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește câștigul în tensiune în buclă deschisă al unui AO de cel în buclă închisă?
2. Frecvența de tăiere superioară a unui AO este de 100 Hz. Care este lățimea lui de bandă la 3 dB, în buclă deschisă?
3. Câștigul în buclă deschisă crește sau scade cu frecvența la valori mai mari decât frecvența de tăiere?

13-2 RĂSPUNSUL ÎN BUCLĂ DESCHISĂ

În această secțiune veți studia răspunsul în frecvență, în buclă deschisă și răspunsul în fază, în buclă deschisă ale AO. Răspunsurile în buclă deschisă caracterizează AO fără circuit exterior de reacție. Răspunsul în frecvență arată cum variază câștigul în tensiune cu frecvența, iar răspunsul în fază arată cum variază cu frecvența defazajul dintre semnalul de intrare și cel de ieșire. Câștigul în buclă deschisă, ca și parametrul β al tranzistoarelor, variază foarte mult de la un exemplar de dispozitiv la altul de același tip, din această cauză nefiind posibil să se ia în considerație o anumită valoare a lui.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul în buclă deschisă al AO

- ▶ Să arătați în ce mod afectează etajele interne răspunsul global
- ▶ Să prezentați frecvențele de tăiere și pantele de cădere
- ▶ Să determinați răspunsul global în fază

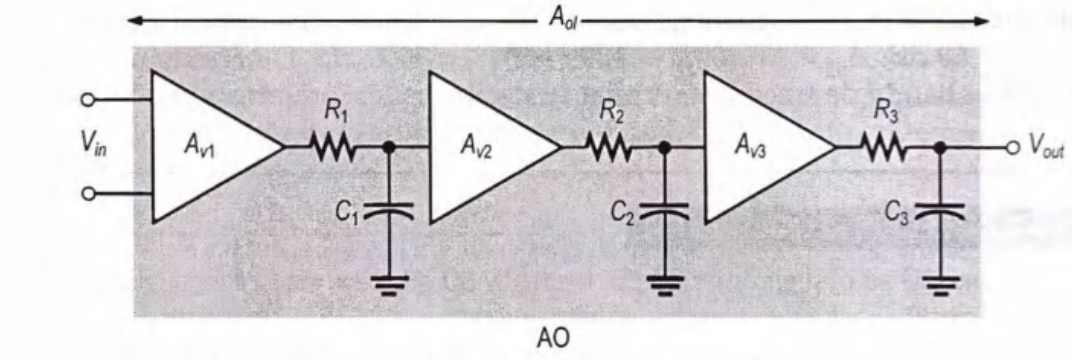
Răspunsul în frecvență

În secțiunea precedentă am considerat că AO prezintă o cădere constantă a câștigului cu –20 dB/decadă, peste frecvența de tăiere. Pentru majoritatea amplificatoarelor, această ipoteză se verifică; în unele cazuri însă, lucrurile sunt mai complicate. Un amplificator operațional integrat de complexitate mai mare poate conține două sau mai multe etaje de amplificare în cascadă. Câștigul fiecăruia dintre aceste etaje depinde de frecvență și cade cu –20 dB/decadă peste frecvența de tăiere respectivă. Prin urmare, răspunsul global al unui AO este rezultatul suprapunerii răspunsurilor tuturor etajele din structura lui internă. Ca exemplu, răspunsurile în frecvență ale celor trei etaje ale AO din fig. 13-7(a) sunt prezentate în fig. 13-7(b). După cum știți, valorile câștigurilor exprimate în dB se adună, deci pentru întregul AO, răspunsul în frecvență este cel din fig. 13-7(c). Întrucât și pantele de cădere a câștigurilor se adună, panta de cădere totală crește cu câte –20 dB/decadă (–6 dB/octavă) la atingerea fiecărei frecvențe de tăiere.

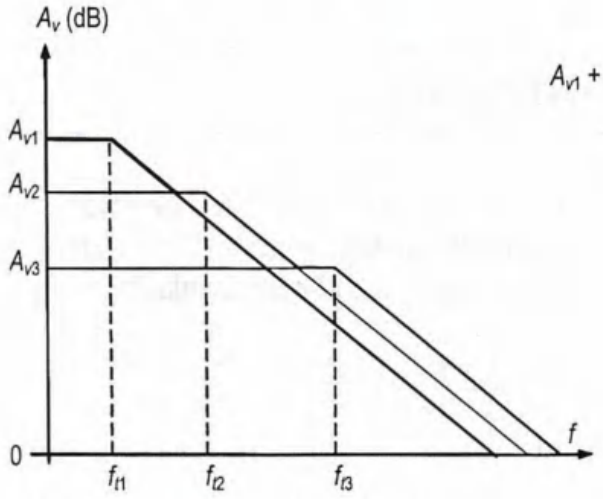
Răspunsul în fază

Într-un amplificator cu mai multe etaje, fiecare etaj contribuie la întârzierea globală în fază. Așa cum știți, fiecare circuit *RC* de întârziere poate introduce un defazaj de până la –90°. Deoarece fiecare etaj al unui AO conține câte un circuit de întârziere, un AO cu trei etaje, de exemplu, poate avea o întârziere în fază de maximum –270°. Reamintim că întârzierea în fază a fiecărui etaj este mai mică decât –45° dacă frecvența de lucru este mai mică decât frecvența de tăiere a etajului respectiv, este egală cu –45° la frecvența de tăiere și este mai mare decât –45° la frecvențe ce depășesc frecvența de tăiere. Întârzierile în fază introduse de fiecare dintre etajele unui AO se adună, rezultând întârzierea globală, ilustrată, pentru cazul unui AO cu trei etaje, de formula următoare:

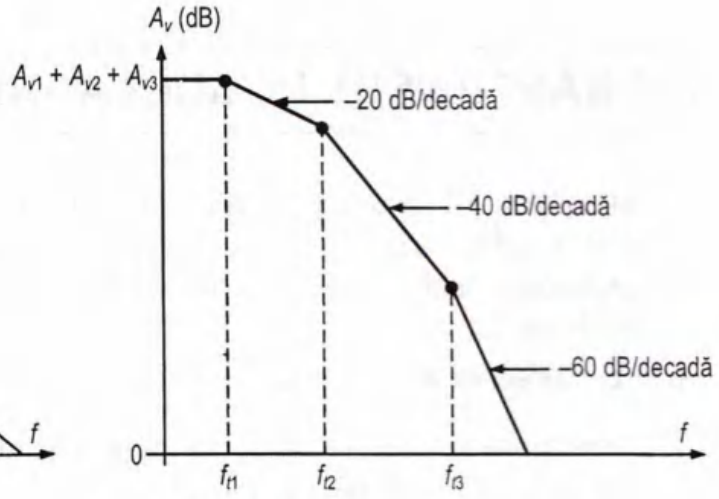
$$\theta_{tot} = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t1}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t2}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t3}}\right)$$



(a) Reprezentarea unui AO cu trei etaje



(b) Răspunsurile individuale ale etajelor



(c) Răspunsul global

FIGURA 13-7

Răspunsul în frecvență, în buclă deschisă, al unui AO.

EXEMPLUL 13-3

Cele trei etaje interne ale unui AO au următoarele câștiguri și frecvențe de tăiere:

Etajul 1: $A_{v1} = 40$ dB, $f_{t1} = 2000$ Hz

Etajul 2: $A_{v2} = 32$ dB, $f_{t2} = 40$ kHz

Etajul 3: $A_{v3} = 20$ dB, $f_{t3} = 150$ kHz

Determinați câștigul în buclă deschisă în banda de trecere, exprimat în decibeli, și întârzierea globală în fază la $f = f_{t1}$.

Rezolvare

$$A_{ol(max)} = A_{v1} + A_{v2} + A_{v3} = 40\,\text{dB} + 32\,\text{dB} + 20\,\text{dB} = 92\,\text{dB}$$

$$\theta_{tot} = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t1}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t2}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t3}}\right)$$

$$= -\text{arctg}(1) - \text{arctg}\left(\frac{2}{40}\right) - \text{arctg}\left(\frac{2}{150}\right) = -45^\circ - 2{,}86^\circ - 0{,}76^\circ = \mathbf{-48{,}6^\circ}$$

Exercițiu complementar Cele două etaje interne ale unui amplificator au următoarele caracteristici: A_{v1} = 50 dB, A_{v2} = 25 dB, f_{t1} = 1500 Hz, f_{t2} = 3000 Hz. Determinați câștigul în buclă deschisă în banda de trecere, exprimat în decibeli, și întârzierea globală în fază la $f = f_{t1}$.

SECȚIUNEA 13-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Dacă etajele unui AO au câștigurile de 20 dB, respectiv 30 dB, care este câștigul global, exprimat în decibeli?
2. Dacă fiecare etaj introduce o întârziere în fază de –49°, respectiv –5,2°, cât este întârzierea globală în fază?

13-3 RĂSPUNSUL ÎN BUCLĂ ÎNCHISĂ

În mod normal, AO se utilizează în configurații cu buclă închisă, cu reacție negativă, pentru a se putea stabili cu precizie câștigul și lățimea de bandă. În această secțiune vom arăta care sunt efectele reacției negative asupra câștigului și răspunsului în frecvență ale AO.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați răspunsul în buclă închisă al unui AO

- ▶ Să calculați câștigul în buclă închisă
- ▶ Să explicați efectul reacției negative asupra lățimii benzii de trecere
- ▶ Să explicați ce reprezintă produsul câștig-bandă

Amintiți-vă, din capitolul 12, că valoarea câștigului din banda de trecere se reduce datorită reacției negative, așa cum arată și următoarele expresii ale câștigurilor în buclă închisă aferente celor trei configurații deja studiate, în care A_r este atenuarea introdusă de circuitul de reacție. Pentru amplificatorul neinversor:

$$A_{cl(\mathrm{NI})} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}A_r} \cong \frac{1}{A_r} = 1 + \frac{R_r}{R_i}$$

Pentru amplificatorul inversor:

$$A_{cl(\mathrm{I})} \cong -\frac{R_r}{R_i}$$

Pentru repetor:

$$A_{cl(\mathrm{REP})} = 1$$

Efectul reacției negative asupra lățimii benzii de trecere

Cunoașteți deja modul în care reacția negativă afectează câștigul; în continuare veți afla cum afectează ea lățimea benzii de trecere a unui amplificator. În buclă închisă, frecvența de tăiere a unui AO are expresia:

$$f_{t(cl)} = f_{t(ol)}(1 + A_r A_{ol(max)}) \tag{13-5}$$

Formula arată că frecvența de tăiere în buclă închisă, $f_{t(cl)}$, este mai mare de $(1 + A_r A_{ol(max)})$ ori decât frecvența de tăiere în buclă deschisă, $f_{t(ol)}$. Deducerea formulei (13-5) se găsește în anexa B.

Întrucât $f_{t(cl)}$ este egală cu lățimea benzii de trecere a amplificatorului în buclă închisă, înseamnă că lățimea benzii de trecere în buclă închisă (B_{cl}) se mărește de același număr de ori:

$$B_{cl} = (1 + A_r A_{ol(max)}) \tag{13-6}$$

EXEMPLUL 13-4

Un amplificator are câștigul în buclă deschisă, în banda de trecere, de 150.000 și lățimea benzii la 3 dB, în buclă deschisă, de 200 Hz. Atenuarea introdusă de circuitul de reacție este de 0,002. Care este lățimea de bandă în buclă închisă?

Rezolvare

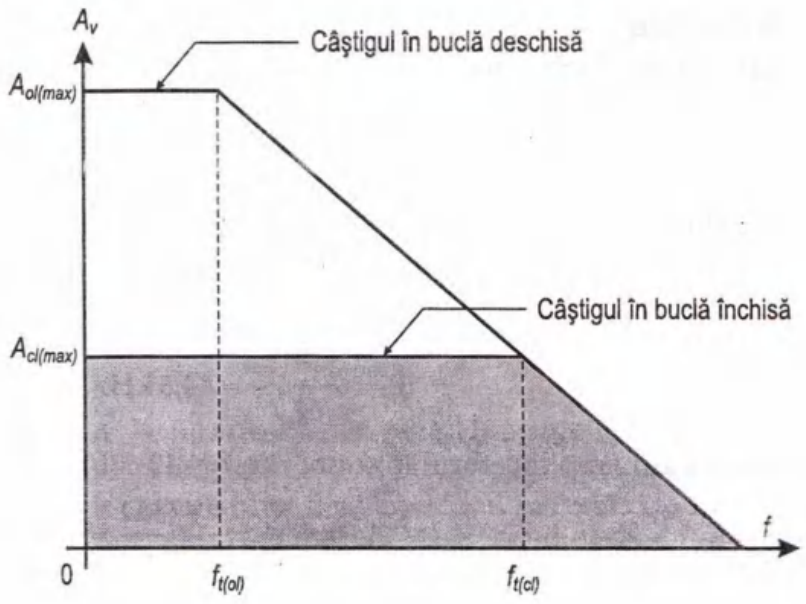
$$B_{cl} = B_{ol}(1 + A_r A_{ol(max)}) = 200\,\text{Hz}[1 + (0{,}002)(150000)] = \mathbf{60{,}2\,kHz}$$

Exercițiu complementar Dacă $A_{ol(max)} = 200.000$ și $A_r = 0{,}05$, care este lățimea de bandă în buclă închisă?

Figura 13-8 ilustrează grafic conceptul de răspuns în buclă închisă. Când câștigul în buclă deschisă al unui AO scade datorită reacției negative, lățimea de bandă crește. Câștigul în buclă închisă este independent de cel în buclă deschisă până în punctul în care cele două curbe ale câștigurilor se intersectează. Punctul de intersecție este chiar $f_{t(cl)}$, frecvența de tăiere aferentă răspunsului în buclă închisă. Remarcați că, la frecvențe ce depășesc frecvența de tăiere în buclă închisă, câștigul în buclă închisă scade cu aceeași pantă ca și câștigul în buclă deschisă.

FIGURA 13-8

Comparație între câștigul în buclă închisă și cel în buclă deschisă.



Produsul câștig-bandă

Creșterea câștigului în buclă închisă produce o scădere a lățimii de bandă și reciproc, astfel că *produsul dintre câștig și lățimea benzii de trecere este constant*. Afirmația este valabilă numai pentru pantă de cădere constantă. Dacă A_{cl} reprezintă câștigul unei configurații oarecare cu buclă închisă, iar $f_{t(cl)}$ reprezintă frecvența de tăiere în buclă închisă (care este egală cu lățimea de bandă), atunci:

$$A_{cl} f_{t(cl)} = A_{ol} f_{t(ol)}$$

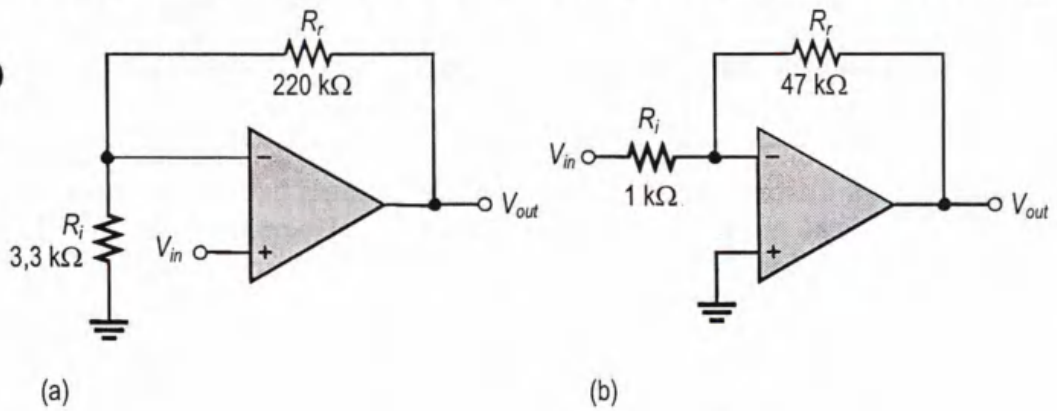
Produsul câștig-bandă este totdeauna egal cu frecvența la care câștigul în buclă deschisă al AO este unitar sau 0 dB (lățimea de bandă la câștigul unitar).

$$\text{Lățimea de bandă la câștigul unitar} = A_{cl} f_{t(cl)} \tag{13-7}$$

EXEMPLUL 13-5

Determinați lățimea de bandă a celor două amplificatoare din fig. 13-9. Ambele AO au câștigul în buclă deschisă de 100 dB și lățimea de bandă la câștigul unitar de 3 MHz.

FIGURA 13-9



Rezolvare

(a) Pentru amplificatorul neinversor din fig. 13-9(a), câștigul în buclă închisă este:

$$A_{cl} \cong \frac{1}{A_r} = 1 + \frac{R_r}{R_i} = 1 + \frac{220\,\text{k}\Omega}{3{,}3\,\text{k}\Omega} = 67{,}7$$

Din formula (13-7) se explicitează $f_{t(cl)}$ (unde $f_{t(cl)} = B_{cl}$).

$$f_{t(cl)} = B_{cl} = \frac{B \text{ la câștigul unitar}}{A_{cl}}$$

$$B_{cl} = \frac{3\,\text{MHz}}{67{,}7} = \mathbf{44{,}3\,kHz}$$

(b) Pentru amplificatorul inversor din fig. 13-9(b), câștigul în buclă închisă este:

$$A_{cl} = -\frac{R_r}{R_i} = -\frac{47\,\text{k}\Omega}{1\,\text{k}\Omega} = -47$$

Luând în calcul valoarea absolută a A_{cl}, lățimea de bandă în buclă închisă este:

$$B_{cl} = \frac{3\,\text{MHz}}{47} = 63{,}8\,\text{kHz}$$

Exercițiu complementar Determinați lățimea de bandă a fiecărui amplificator din fig. 13-9. Ambele AO au A_{ol} de 90 dB și lățimea de bandă la câștigul unitar de 2 MHz.

SECȚIUNEA 13-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Câștigul în buclă închisă este totdeauna mai mic decât cel în buclă deschisă?
2. Un AO este utilizat într-o configurație cu buclă închisă cu câștigul de 30 și lățimea de bandă de 100 kHz. Dacă valorile rezistoarelor exterioare sunt astfel alese încât câștigul să devină 60, care va fi noua valoare a lățimii de bandă?
3. Cât este lățimea de bandă la câștigul unitar pentru AO de la întrebarea 2?

13-4 REACȚIA POZITIVĂ ȘI STABILITATEA

Stabilitatea este un aspect important în utilizarea AO. O funcționare stabilă înseamnă că AO nu intră în oscilație în nici o împrejurare. Instabilitatea conduce la apariția oscilațiilor, adică a unor variații periodice ale tensiunii de ieșire în absența unui semnal de intrare sau ca răspuns la apariția la intrare a unor zgomote sau tensiuni accidentale.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați reacția pozitivă și stabilitatea circuitelor cu AO

- ▶ Să definiți reacția pozitivă
- ▶ Să definiți câștigul buclei
- ▶ Să definiți marginea de fază și să arătați importanța ei
- ▶ Să analizați un circuit cu AO din punctul de vedere al stabilității
- ▶ Să treceți în revistă criteriile de stabilitate

Reacția pozitivă

Pentru a înțelege ce înseamnă stabilitate trebuie să studiem mai întâi instabilitatea și cauzele ei. După cum știți, prin reacția negativă, semnalul adus la intrarea amplificatorului este defazat cu 180° față de semnalul de intrare, scăzându-se din acesta și astfel reducându-se câștigul în tensiune. Atâta timp cât reacția este negativă, amplificatorul este stabil.

Când semnalul adus de la ieșire la intrare este în fază cu semnalul de intrare, se întrunesc condițiile pentru apariția unei **reacții pozitive**, iar amplificatorul poate intra în oscilație. Prin urmare, reacția pozitivă apare când defazajul total introdus de AO împreună cu circuitul de reacție este de 360°, ceea ce este echivalent cu un defazaj nul (0°).

Câștigul buclei

Pentru ca amplificatorul să devină instabil este necesar ca: (a) să existe reacție pozitivă; (b) câștigul buclei amplificatorului cu circuit de reacție să fie mai mare ca 1. **Câștigul buclei** unui amplificator cu circuit de reacție este produsul dintre câștigul în buclă deschisă al AO (A_{ol}) și atenuarea circuitului de reacție (A_r):

$$\text{Câștigul buclei} = A_{ol}A_r \tag{13-8}$$

Marginea de fază

Observați că toate amplificatoarele din fig. 13-10 au circuitul de reacție conectat la intrarea inversoare (–). *Inversarea* de la intrare la ieșire implică existența unui defazaj de 180°. Circuitele *RC* de întârziere din structura internă a amplificatorului (care nu apar în desen) introduc un defazaj suplimentar (θ_{tot}). Prin urmare, defazajul total al buclei este de $180° + \theta_{tot}$.

Marginea de fază*, θ_{pm}, este defazajul ce trebuie adăugat pentru ca defazajul total al buclei să fie de 360° (echivalent cu 0°).

$$180° + \theta_{tot} + \theta_{pm} = 306°$$

$$\theta = 180° - |\theta_{tot}| \tag{13-9}$$

Dacă marginea de fază este pozitivă, înseamnă că defazajul total este mai mic de 360°, deci amplificatorul este stabil. Dacă marginea de fază este zero sau negativă, amplificatorul poate deveni instabil deoarece semnalul de reacție poate ajunge în fază cu semnalul de intrare. Așa cum arată formula (13-9), când defazajul θ_{tot} introdus de ansamblul circuitelor de întârziere este egal sau mai mare decât 180°, marginea de fază este de 0° sau negativă și apar condițiile de instabilitate, iar amplificatorul poate intra în oscilație.

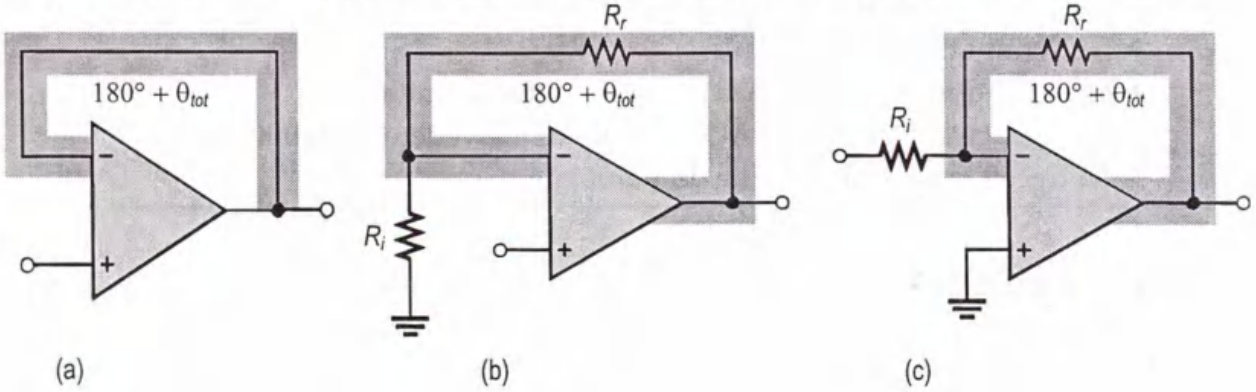


FIGURA 13-10
Defazajul buclei de reacție.

Analiza stabilității

Deoarece, la majoritatea configurațiilor cu AO, câștigul buclei, $A_{ol}A_r$, este mai mare ca 1, criteriile de stabilitate au la bază defazajul introdus de circuitele de întârziere interne. Așa cum am mai spus, amplificatoarele operaționale includ mai multe etaje, iar fiecare din-

* În limba engleză, *phase margin*, de unde notatia θ_{pm}. (n.t.)

tre acestea are propria frecvență de tăiere. Pentru a ilustra conceptul de **stabilitate** vom prezenta cazul unui AO cu trei etaje, al cărui răspuns în buclă deschisă corespunde diagramei Bode din fig. 13-11. Observați că apar trei frecvențe de tăiere diferite, care indică existența a trei circuite interne *RC* de întârziere. La prima frecvență de tăiere, f_{t1}, câștigul începe să cadă cu –20 dB/decadă; când se atinge a doua frecvență de tăiere, f_{t2}, câștigul cade cu –40 dB/decadă; de la a treia frecvență de tăiere, f_{t3}, câștigul cade cu –60 dB/decadă.

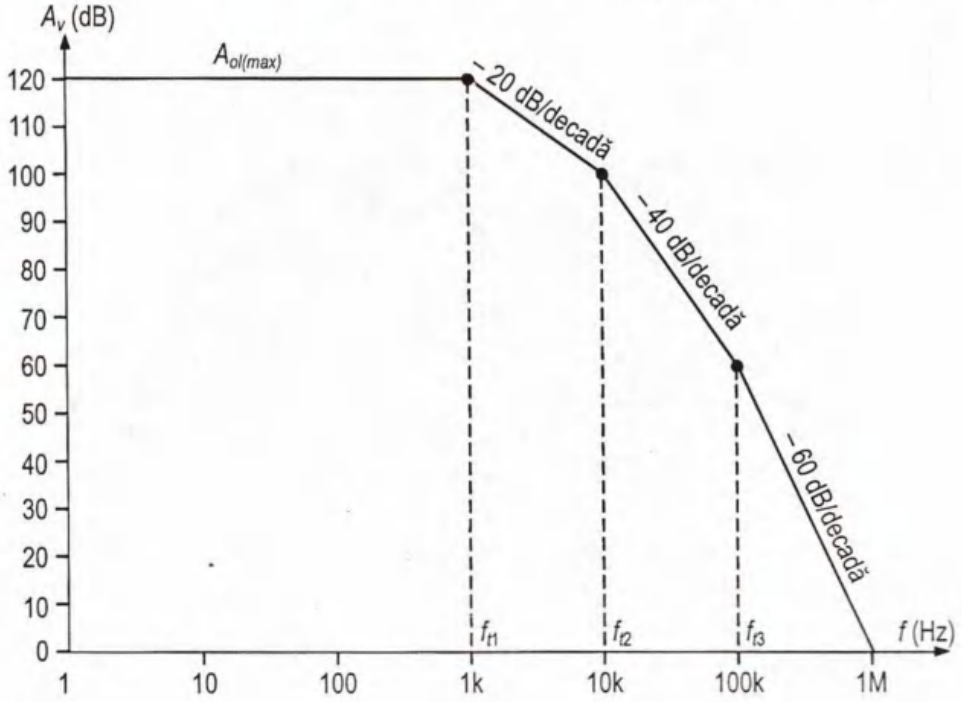


FIGURA 13-11

Diagramă Bode corespunzătoare răspunsului unui AO cu trei etaje.

Pentru a analiza un amplificator cu circuit de reacție din punctul de vedere al stabilității trebuie aflată marginea de fază. O margine de fază pozitivă arată că amplificatorul este stabil la o valoare dată a câștigului în buclă închisă. Pentru exemplificarea condițiilor de stabilitate vom lua în discuție trei cazuri.

Cazul 1 Curba câștigului în buclă închisă o intersectează pe cea a câștigului în buclă deschisă pe porțiunea cu panta de –20 dB/decadă, ca în fig. 13-12. În acest caz, câștigul în buclă închisă în banda de trecere este de 106 dB, iar frecvența de tăiere în buclă închisă este de 5 kHz. Dacă presupunem că amplificatorul lucrează numai în banda de trecere, defazajul maxim corespunzător câștigului de 106 dB are loc la cea mai înaltă frecvență din banda de trecere (în cazul de față, 5 kHz). La această frecvență, defazajul total, introdus de cele trei circuite interne de întârziere se calculează astfel:

$$\theta_{tot} = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t1}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t2}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_{t3}}\right)$$

unde f = 5 kHz, f_{t1} = 1 kHz, f_{t2} = 10 kHz și f_{t3} = 100 kHz. Prin urmare:

$$\theta_{tot} = -\text{arctg}\left(\frac{5\,\text{kHz}}{1\,\text{kHz}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{5\,\text{kHz}}{10\,\text{kHz}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{5\,\text{kHz}}{100\,\text{kHz}}\right)$$

$$= -78{,}7^\circ - 26{,}6^\circ - 2{,}86^\circ = -108^\circ$$

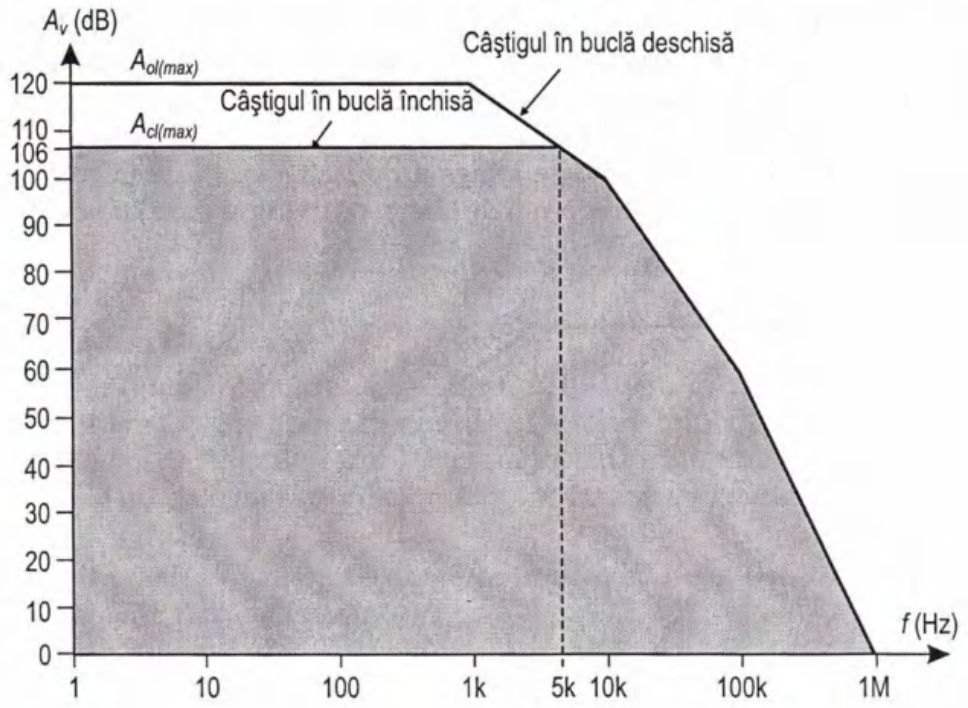


FIGURA 13-12

Cazul în care curba câștigului în buclă închisă o intersectează pe cea a câștigului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –20 dB/decadă (funcționare stabilă).

Marginea de fază, θ_{pm}, este:

$$\theta_{pm} = 180° - |\theta_{tot}| = 180° - 180° = +72°$$

Marginea de fază este pozitivă, deci amplificatorul este stabil la toate frecvențele din banda de trecere. În general, un amplificator este stabil la toate frecvențele din banda de trecere dacă graficul câștigului în buclă închisă îl intersectează pe cel al răspunsului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –20 dB/decadă.

Cazul 2 Curba câștigului în buclă închisă este atât de coborâtă încât o intersectează pe cea a răspunsului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –40 dB/decadă, ca în fig. 13-13. Câștigul în buclă închisă în banda de trecere este, în acest caz, de 72 dB, iar frecvența de tăiere în buclă închisă este de aproximativ 30 kHz. La f = 30 kHz, defazajul total datorat celor trei circuite interne de întârziere este:

$$\theta_{tot} = -\text{arctg}\left(\frac{30\,\text{kHz}}{1\,\text{kHz}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{30\,\text{kHz}}{10\,\text{kHz}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{30\,\text{kHz}}{100\,\text{kHz}}\right)$$

$$= -88{,}1° - 71{,}6° - 16{,}7° = -176°$$

Marginea de fază este:

$$\theta_{pm} = 180° - 176° = +4°$$

Marginea de fază este pozitivă, deci amplificatorul rămâne stabil la toate frecvențele din banda de trecere, însă o foarte mică depășire a frecvenței de tăiere, f_t, va determina intrarea lui în oscilație. Prin urmare, amplificatorul se află la limita de stabilitate și foarte aproape de condițiile de instabilitate, întrucât instabilitatea începe să se manifeste la θ_{pm} = 0°. Ca regulă

generală, este indicat ca marginea de fază să fie de minimum 45° pentru a se evita funcționarea la limita de stabilitate.

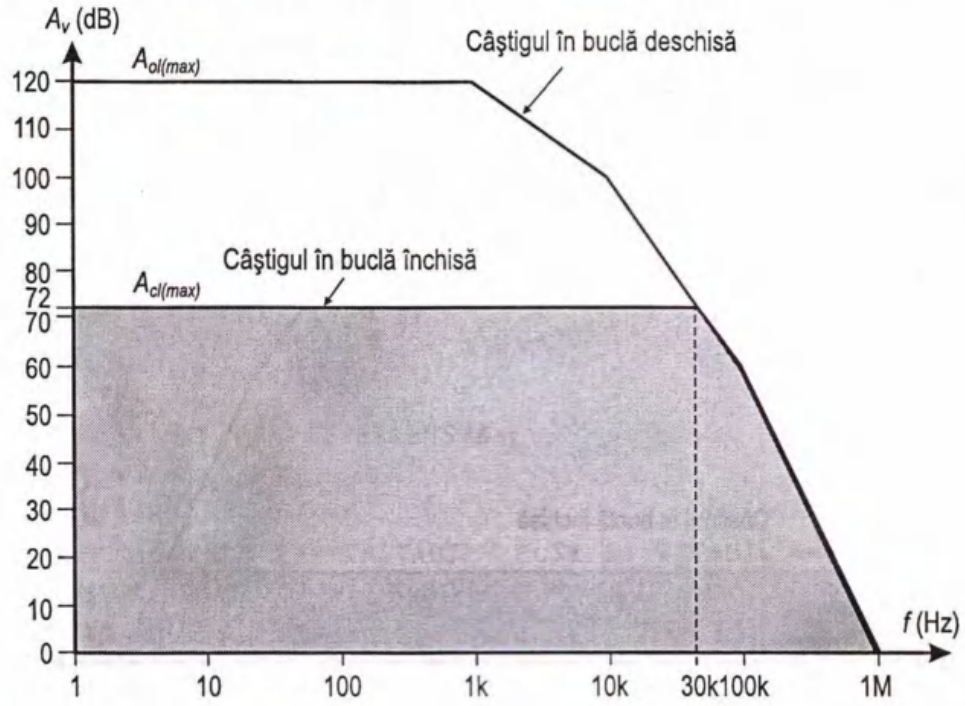


FIGURA 13-13

Cazul în care curba câştigului în buclă închisă o intersectează pe cea a câştigului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –40 dB/decadă (funcționare la limita de stabilitate).

Cazul 3 Curba câștigului în buclă închisă este atât de coborâtă încât o intersectează pe cea a răspunsului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –60 dB/decadă, ca în fig. 13-14. Câștigul în buclă închisă în banda de trecere este acum de 18 dB, iar frecvența de tăiere în buclă închisă este de 500 kHz. La f = 500 kHz, defazajul total introdus de cele trei circuite de întârziere este:

$$\theta_{tot} = -\text{arctg}\left(\frac{500\,\text{kHz}}{1\,\text{kHz}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{500\,\text{kHz}}{10\,\text{kHz}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{500\,\text{kHz}}{100\,\text{kHz}}\right)$$

$$= -89{,}9° - 88{,}9° - 78{,}7° = -258°$$

Marginea de fază este:

$$\theta_{pm} = 180° - 258° = -78°$$

În acest caz, marginea de fază este negativă, iar amplificatorul este instabil la frecvențele din partea superioară a benzii de trecere.

Rezumatul criteriilor de stabilitate

Analiza stabilității în cele trei cazuri luate ca exemple a arătat că graficul câștigului în buclă închisă al unui amplificator trebuie să-l intersecteze pe cel al câștigului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –20 dB/decadă pentru a se asigura stabilitatea la toate frecvențele din banda de trecere. Dacă graficul câștigului în buclă închisă se află atât de jos încât intersecția să aibă loc pe o porțiune cu panta de –40 dB/decadă, amplificatorul

este stabil la limită sau chiar total instabil. În cazurile 1, 2 și 3, analizate anterior, câștigul în buclă închisă trebuie să fie mai mare de 72 dB.

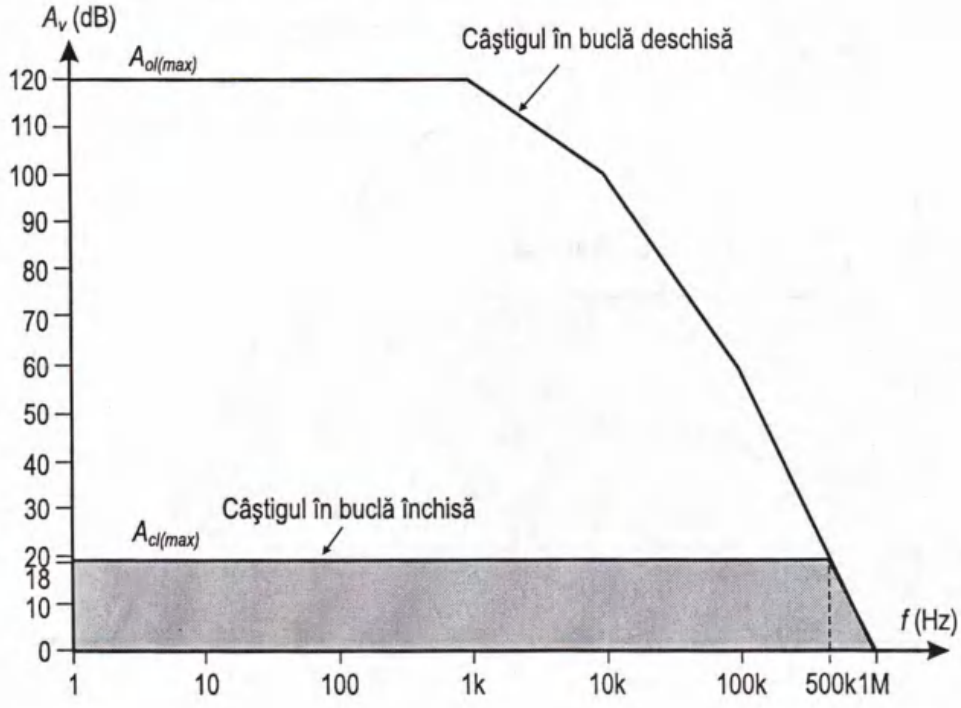


FIGURA 13-14

Cazul în care curba câștigului în buclă închisă o intersectează pe cea a câștigului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –60 dB/decadă (funcționare instabilă).

Când curba câștigului în buclă închisă o intersectează pe cea a răspunsului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –60 dB/decadă, instabilitatea se va manifesta cu siguranță la anumite frecvențe din banda de trecere a amplificatorului. Prin urmare, pentru ca funcționarea să fie stabilă la toate frecvențele din banda de trecere, un AO trebuie să lucreze cu un câștig în buclă închisă de o asemenea valoare încât panta de cădere de la frecvența de tăiere dominantă să nu depășească –20 dB/decadă.

Cu ajutorul programului BASIC prezentat în continuare puteți determina cu aproximație frecvența din banda de trecere de la care se manifestă instabilitatea. Programul calculează marginea de fază pentru un număr dat de valori ale frecvenței și stabilește dacă funcționarea amplificatorului este stabilă sau instabilă. Informațiile afișate cuprind o listă de frecvențe cu defazajele corespunzătoare, marginile de fază și condițiile de stabilitate. Între ultimele două frecvențe afișate, funcționarea este instabilă. Datele inițiale ce trebuie furnizate programului sunt: toate frecvențele de tăiere aferente răspunsului în buclă deschisă al AO utilizat, frecvența maximă de lucru și ecartul de frecvență pentru care doriți să se efectueze calculele.

```
10   CLS
20   PRINT"ACEST PROGRAM CALCULEAZA MARGINEA DE FAZA PENTRU"
30   PRINT"TOATE FRECVENTELE DIN DOMENIUL DAT SI DETERMINA"
40   PRINT"FRECVENTA MAXIMA DE FUNCTIONARE STABILA A AO"
50   PRINT:PRINT:PRINT
60   INPUT "APASATI TASTA ENTER PENTRU A CONTINUA";X
```

```
70    CLS
80    INPUT "NUMARUL DE FRECVENTE DE TAIERE IN BUCLA DESCHISA";N
90    CLS
100   FOR Y=1 TO N
110   INPUT "FRECVENTA DE TAIERE IN HERTZI";FT(Y)
120   NEXT
130   INPUT "FRECVENTA DE INTRARE MAXIMA";FMAX
140   INPUT "ECARTUL DE FRECVENTA DE LA ZERO LA FRECVENTA MAXIMA";EF
150   CLS
160   PRINT"FRECVENTA","DEFAZAJUL","MARGINEA DE FAZA","STABILITATEA"
170   FOR F=0 TO FMAX STEP EF
180   PH=0
190   FOR Y=1 TO N
200   PH=PH-ATN(F/FT(Y))*57.29578
210   NEXT Y
220   PM=180+PH
230   IF PM<=0 THEN S$="INSTABIL" ELSE S$="STABIL"
240   PRINT F,PH,PM,S$
250   IF PM<=0 THEN END
260   NEXT F
```

SECȚIUNEA 13-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Cu ce tip de reacție un amplificator poate intra în oscilație?
2. Care este defazajul maxim ce poate fi introdus de circuitele *RC* interne ale unui amplificator pentru ca acesta să nu devină instabil? Cât este marginea de fază în punctul de unde începe funcționarea instabilă?
3. Care este panta maximă cu care poate cădea câștigul în buclă deschisă al unui AO pentru ca dispozitivul să rămână încă stabil?

13-5 COMPENSAREA

În ultima secțiune am arătat că un amplificator poate deveni instabil când pantele de cădere a răspunsului lui depășesc –20 dB/decadă, iar AO funcționează într-o configurație cu buclă închisă al cărei câștig se reprezintă printr-o curbă ce o intersectează pe cea a răspunsului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de cădere mai mare. În situații ca acelea prezentate, câștigul în tensiune în buclă închisă este limitat la valori foarte mari. Însă în numeroase cazuri este necesară sau recomandată funcționarea în buclă închisă la valori mai mici ale câștigului. Pentru ca AO să poată funcționa cu un câștig în buclă închisă de valoare scăzută este necesară compensarea întârzierii în fază.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați compensarea în fază la AO

- ▶ Să descrieți modalitatea de compensare a întârzierii în fază
- ▶ Să analizați un circuit de compensare
- ▶ Să realizați o compensare cu un singur condensator
- ▶ Să realizați o compensare cu „cuplaj înainte"

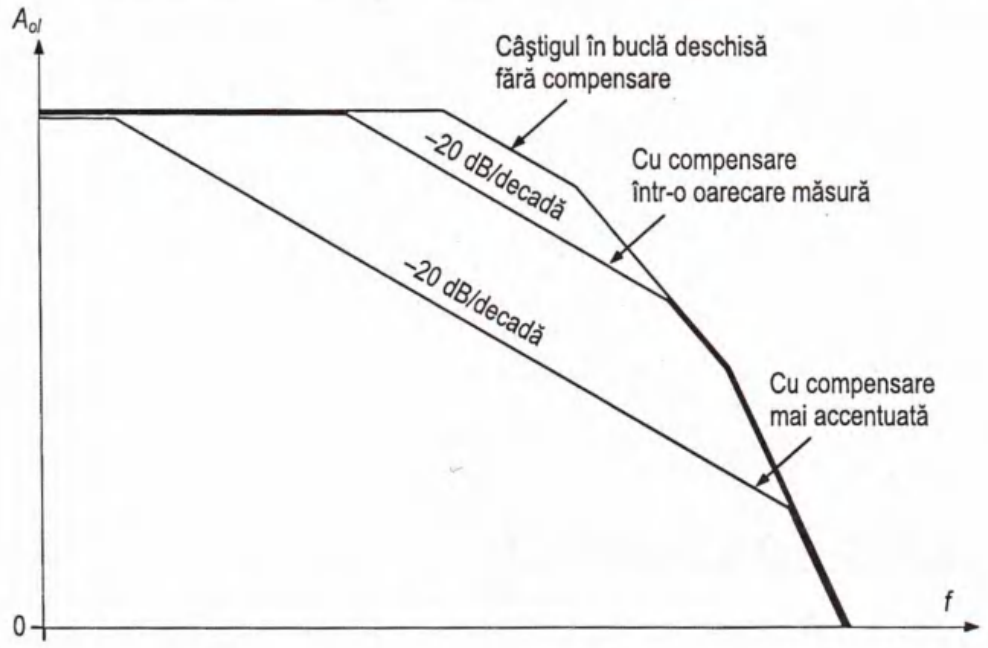


FIGURA 13-15

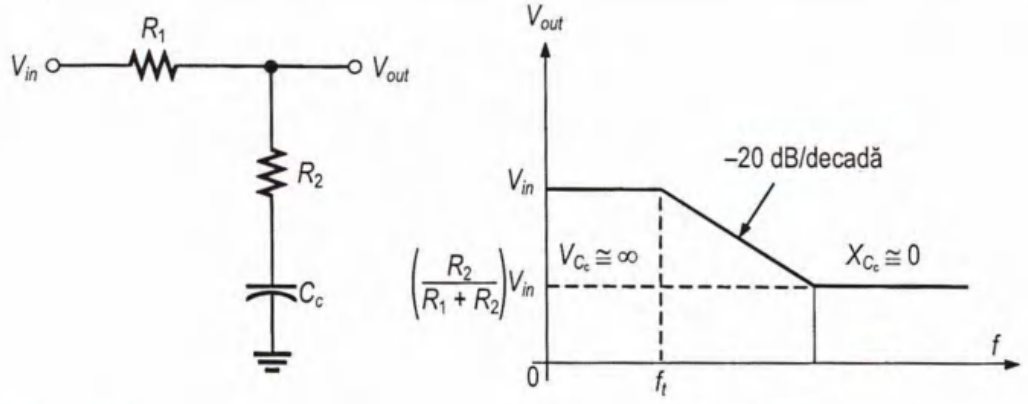
Diagramă Bode pentru ilustrarea efectului compensării în fază asupra câştigului în buclă deschisă a unui AO obişnuit.

Compensarea întârzierii în fază

După cum ați văzut, cauza instabilității este defazajul prea mare introdus de circuitele interne de întârziere ale AO. Când defazajul este egal sau mai mare ca 180°, amplificatorul poate oscila. Prin **compensare** fie se elimină pantele de cădere a câștigului în buclă deschisă mai mari de –20 dB/decadă, fie se extind porțiunile cu această pantă până la valori mai mici ale câștigului. Aceste procedee sunt ilustrate în fig. 13-15.

Circuitul de compensare

Compensarea AO integrate se efectuează în două moduri: intern și extern. În ambele cazuri se adaugă un circuit *RC*. Compensarea propriu-zisă se desfășoară așa cum arătăm în continuare. Vom analiza întâi circuitul din fig. 13-16(a). La frecvențe joase, reactanța condensatorului de compensare, X_{Cc}, este foarte mare, deci tensiunea de ieșire este aproximativ egală cu cea de intrare. Când frecvența atinge valoarea de tăiere, $f_t = 1/[2\pi(R_1+R_2)\,C_c]$, tensiunea de ieșire începe să scadă cu –20 dB/decadă. Această pantă de cădere se menține până când $X_{Cc} \cong 0$, după care tensiunea de ieșire rămâne constantă, ca în fig. 13-16(b), valoarea ei fiind determinată de R_1 și R_2. Acesta este principiul pe care se bazează compensarea în fază la AO.



(a) Circuitul

(b) Căderea teoretică a tensiunii de ieşire cu –20 dB/decadă

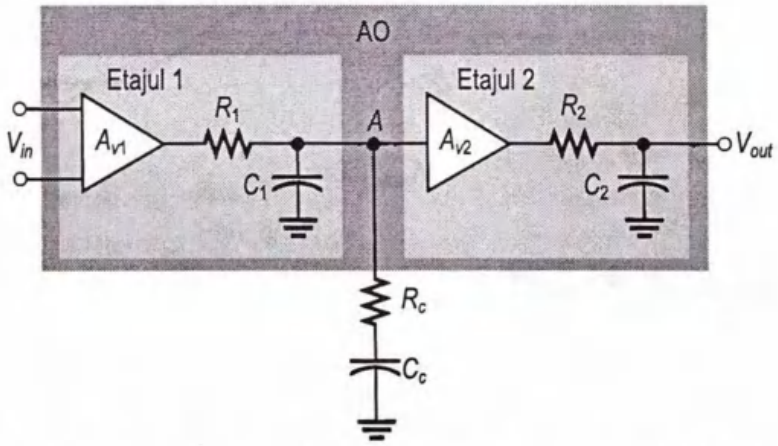
FIGURA 13-16

Funcționarea circuitului elementar de compensare.

Pentru a explica modul în care circuitul de compensare modifică răspunsul în buclă deschisă al unui AO vom folosi fig. 13-17, care prezintă un AO cu două etaje. Fiecare etaj, împreună cu circuitul său de întârziere, este încadrat în câte un dreptunghi. Circuitul de compensare este cel conectat în punctul A, la ieșirea primului etaj.

FIGURA 13-17

Reprezentarea unui AO cu circuit de compensare.



Frecvența de tăiere a circuitului de compensare se fixează la o valoare mai mică decât frecvența de tăiere dominantă (cea mai joasă) a circuitelor interne de întârziere. Din această cauză, căderea cu –20 dB/decadă se produce de la frecvența de tăiere a circuitului de compensare. Căderea răspunsului circuitului de compensare continuă până la frecvența de tăiere a circuitului de întârziere dominant. De aici, răspunsul circuitului de compensare rămâne constant, iar căderea cu –20 dB/decadă se produce datorită circuitului de întârziere dominant. Rezultatul în ansamblu este o deplasare către stânga a curbei răspunsului în buclă deschisă, ceea ce duce la micșorarea benzii de trecere, ca în fig. 13-18. Curba răspunsului circuitului de compensare este reprezentată corelat cu răspunsul global în buclă deschisă.

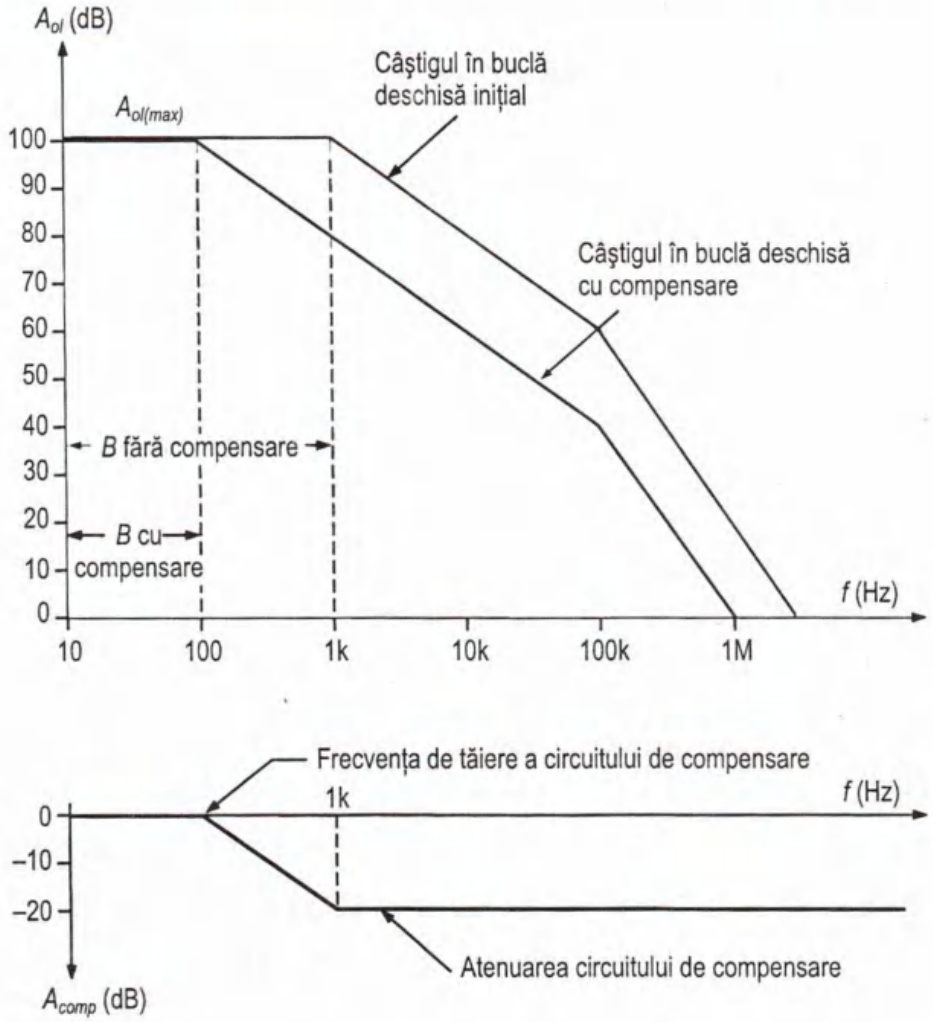


FIGURA 13-18

Exemplu de răspuns în frecvență al unui AO cu compensare.

EXEMPLUL 13-6

Răspunsul în buclă deschisă al unui AO este prezentat în fig. 13-19. După cum observați, valoarea minimă a câștigului în buclă închisă pentru o funcționare stabilă este de aproximativ 40 dB (valoare la care curba câștigului în buclă închisă mai poate intersecta porțiunea de –20 dB/decadă). Pentru realizarea unei anumite aplicații este însă necesar un câștig în buclă închisă de 20 dB.

(a) Determinați frecvența de tăiere a circuitului de compensare.

(b) Trasați curba răspunsului ideal al circuitului de compensare.

(c) Trasați curba răspunsului global ideal, în buclă deschisă, cu compensare.

Rezolvare

(a) Curba câștigului trebuie coborâtă astfel încât porțiunea de –20dB/decadă să ajungă până la 20 dB, nu doar până la 40 dB. Pentru aceasta, câștigul în buclă deschisă în banda de trecere trebuie să înceapă să cadă cu o decadă mai devreme. Prin urmare, frecvența de tăiere a circuitului de compensare trebuie să fie de **10 Hz**.

(b) Panta răspunsului circuitului de compensare trebuie să se termine la 100 Hz, ca în fig. 13-20(a).

(c) Răspunsul global în buclă deschisă după compensare este cel din fig. 13-20(b).

FIGURA 13-19
Răspunsul inițial în buclă deschisă.

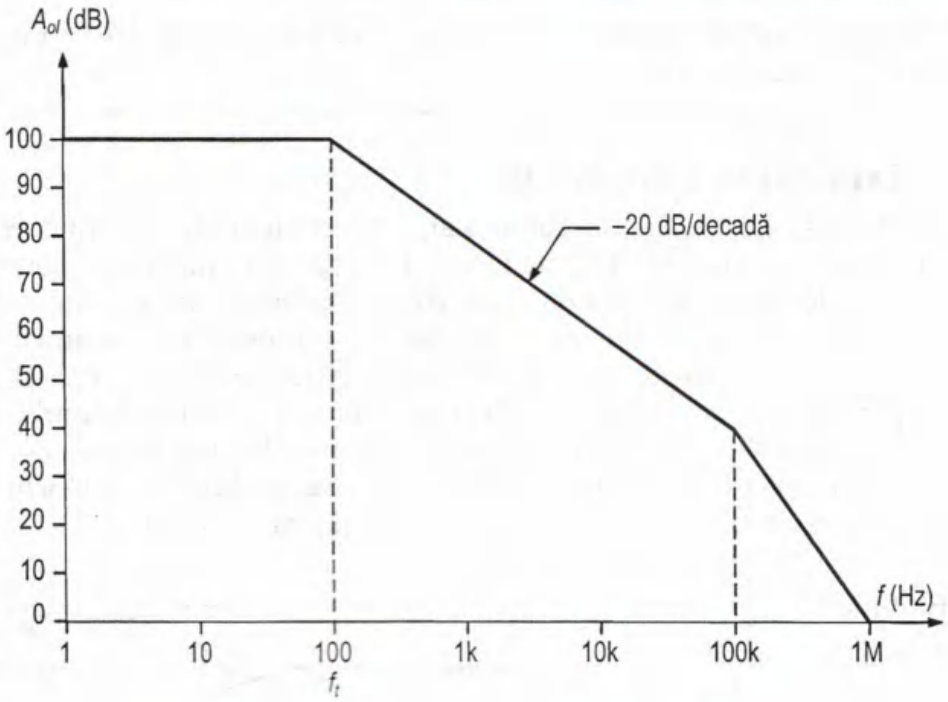
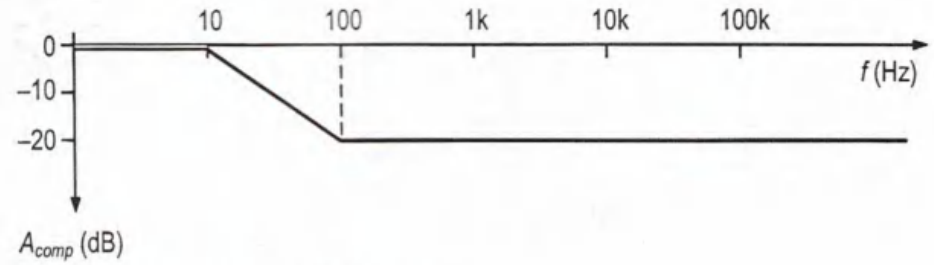
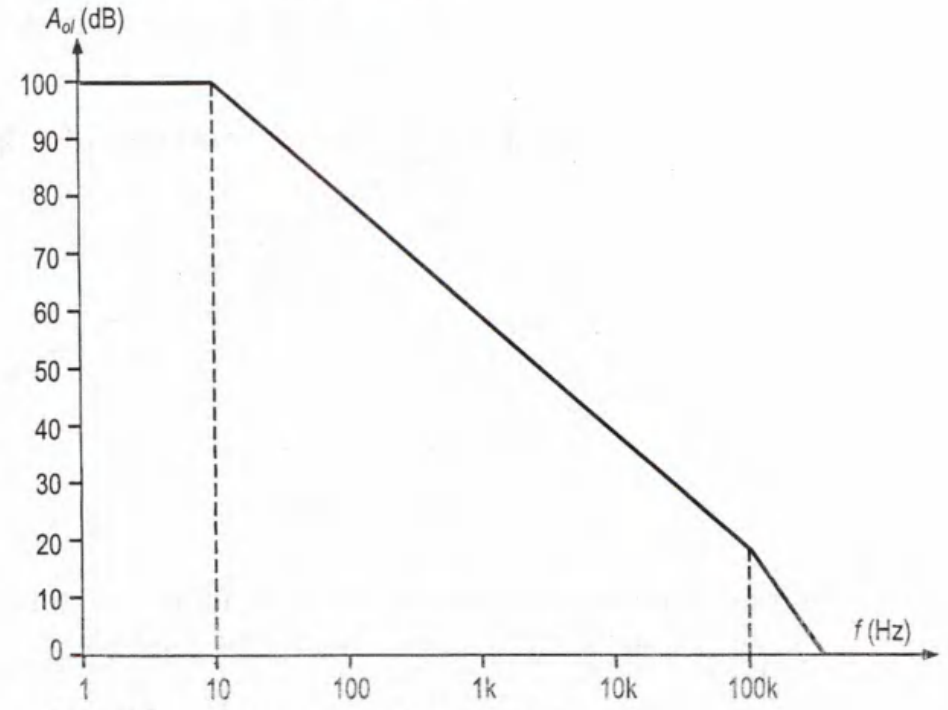


FIGURA 13-20



(a) Răspunsul circuitului de compensare



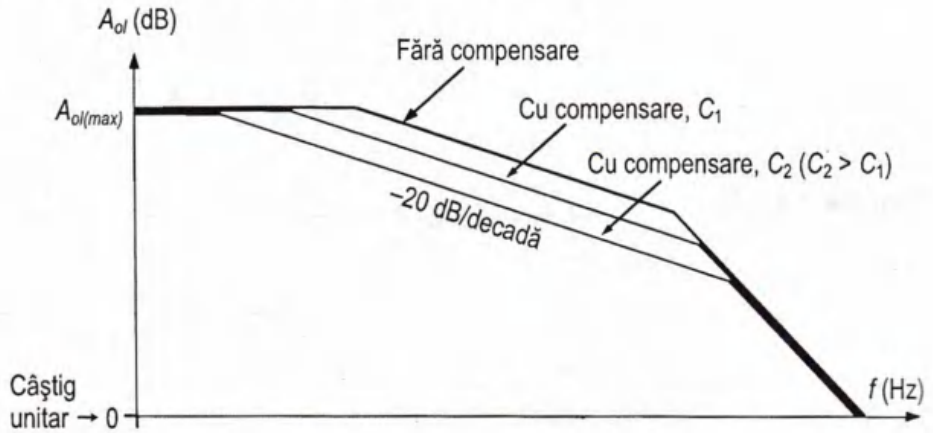
(b) Răspunsul în buclă deschisă după compensare

Exercițiu complementar Cât este lățimea de bandă din acest exemplu, fără compensare? Dar după compensare?

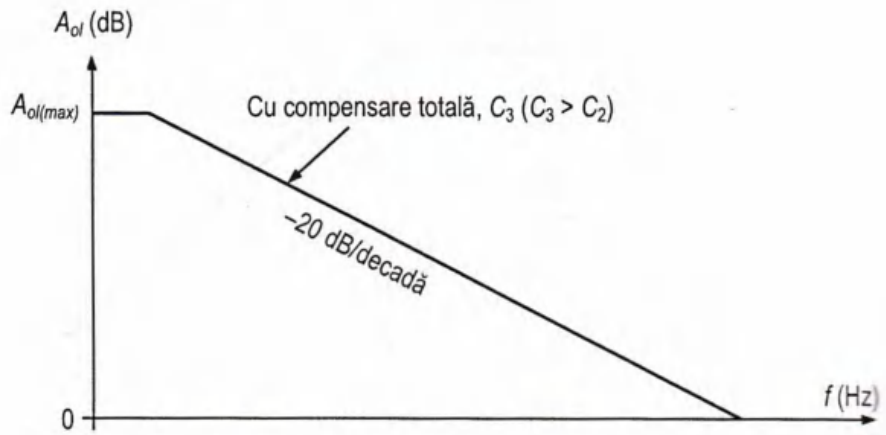
Extinderea compensării

Dacă se utilizează un condensator de compensare de valoare mai mare, căderea câștigului în buclă deschisă va începe la o frecvență mai joasă, iar porțiunea cu panta de –20 dB/decadă se va extinde astfel până la niveluri mai scăzute ale câștigului, ca în fig. 13-21(a). Dacă valoarea condensatorului de compensare este suficient de mare, orice AO poate funcționa stabil în orice condiții, cum ilustrează figura 13-21(b), în care porțiunea cu panta de –20 dB/decadă se extinde până la frecvența câștigului unitar. În acest mod se efectuează de obicei compensarea internă, la producător. Un AO cu compensare internă totală poate lucra la orice valoare a câștigului în buclă închisă, rămânând în permanență stabil. AO de tipul 741 este un astfel de exemplu.

FIGURA 13-21
Extinderea compensării.



(a) Compensare parțială



(b) Compensare totală

Dezavantajul compensării totale la AO este sacrificarea lățimii de bandă; din această cauză, viteza de variație a semnalului de ieșire scade. În cazul multor AO integrate s-a adoptat soluția de a se efectua o compensare externă. În fig. 13-22 sunt prezentate câteva tipuri de capsule în care este disponibil AO LM101A, cu pini la care se poate conecta un

mic condensator de compensare. Dacă sunt prevăzuți pini de conectare pentru compensare externă, aceasta se poate efectua în limitele cerute de o anumită aplicație, fără a se sacrifica din performanțele amplificatorului mai mult decât este necesar.

Compensarea cu condensator unic

Ca exemplu de compensare la un AO integrat, să studiem cazul când se conectează condensatorul C_1 între pinii 1 și 8 ai unui AO LM101A în configurație de amplificator inversor, ca în fig. 13-23(a). În fig. (b) apar curbele răspunsurilor în frecvență în buclă deschisă pentru două valori C_1. Cu condensatorul de compensare de 3 pF se realizează o bandă de trecere la câștigul unitar de aproximativ 10 MHz. Observați că porțiunea cu panta de –20 dB/decadă se extinde până la o valoare foarte scăzută a câștigului. Când C_1 este de zece ori mai mare, adică de 30 pF, lățimea de bandă se micșorează de zece ori. Remarcați că acum porțiunea cu –20 dB/decadă ajunge până la câștigul unitar.

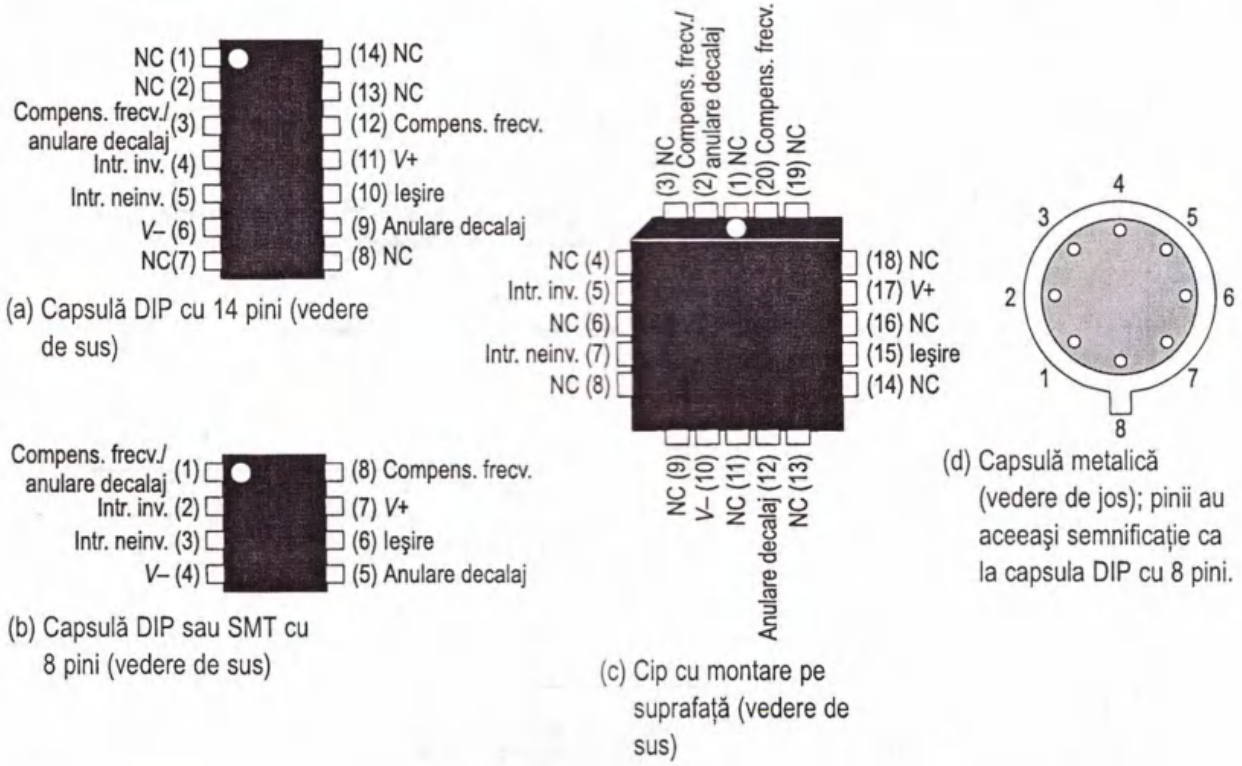


FIGURA 13-22

Capsule tipice de AO.

Când AO este utilizat într-o configurație cu buclă închisă, ca în fig. 13-23(a), domeniul util de frecvențe depinde de valoarea condensatorului de compensare. De exemplu, pentru un câștig în buclă închisă de 40 dB, ca în fig. (c), lățimea de bandă este de aproximativ 10 kHz cu C_1 = 30 pF și crește la aproximativ 100 kHz dacă valoarea lui C_1 scade la 3 pF.

Compensarea cu „cuplaj înainte"*

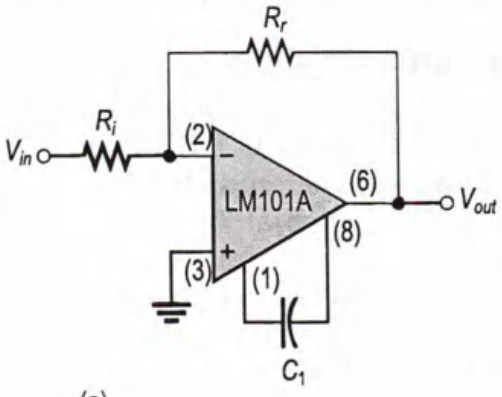
O altă metodă de compensare în fază este cea numită **cu „cuplaj înainte"**. Acest tip de compensare nu micșorează banda de trecere în aceeași măsură ca metoda prezentată ante-

* În limba engleză, *feedforward compensation*. (n.t.)

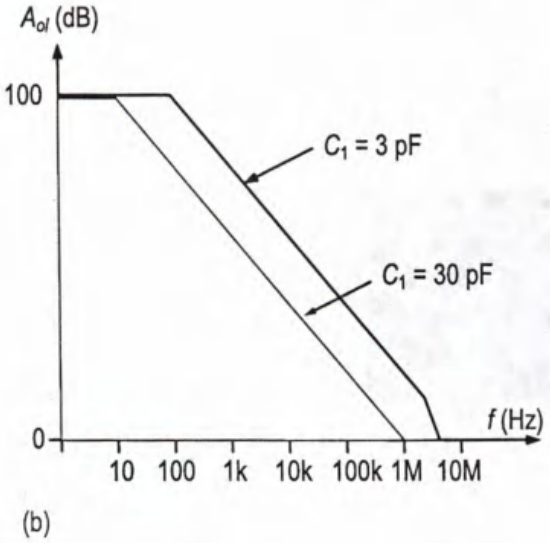
rior. Ca principiu, etajul de intrare intern al AO se decuplează la frecvențe înalte, iar cel de-al doilea etaj, conceput să lucreze la frecvențe și mai înalte, se cuplează ca în fig. 13-24.

FIGURA 13-23

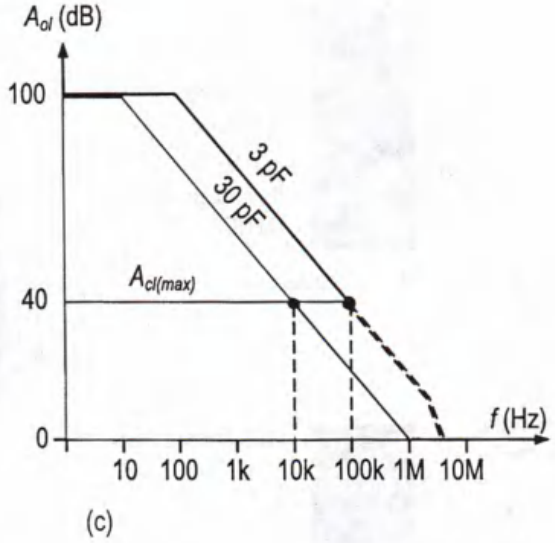
Exemplu de compensare cu condensator unic la AO LM101A.



(a)



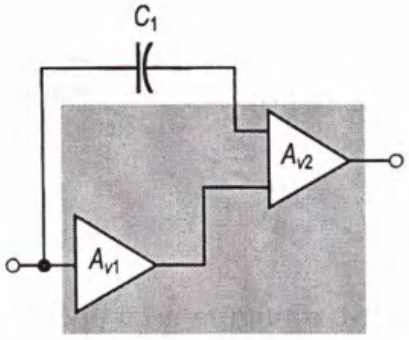
(b)



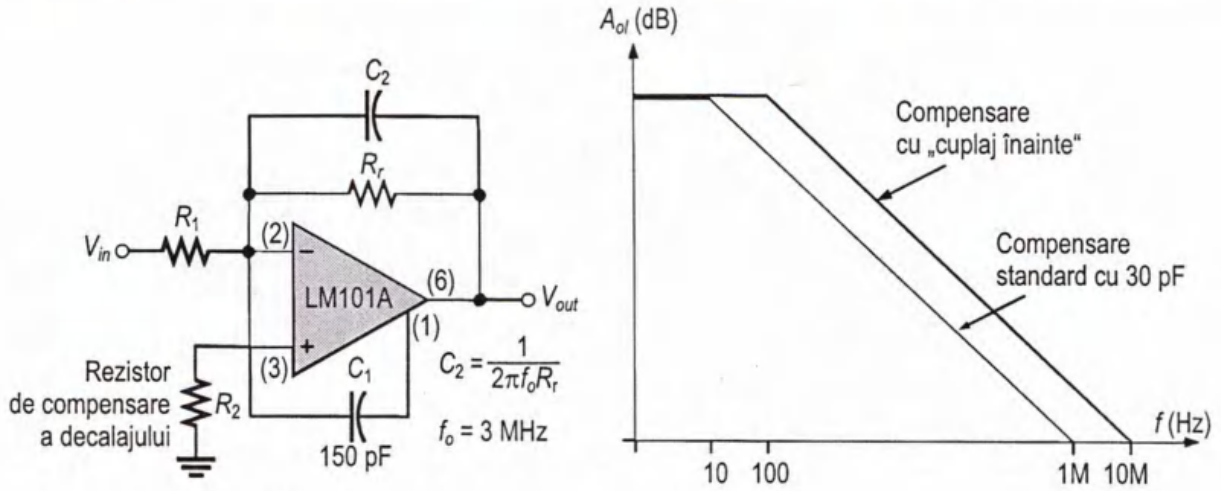
(c)

FIGURA 13-24

Compensare cu „cuplaj înainte" prezentând decuplarea la frecvențe înalte a primului etaj.



În fig. 13-25(a) este prezentată compensarea cu „cuplaj înainte" aplicată unui LM101A. Condensatorul C_1, care asigură „cuplajul înainte", este conectat între intrarea inversoare (–) și pinul pentru compensare. Mai este necesară conectarea în paralel cu R_r a unui condensator de mică valoare, pentru asigurarea stabilității. Diagrama Bode din fig. 13-25(b) prezintă atât răspunsul rezultat prin compensarea cu „cuplaj înainte", cât și pe cel obținut prin metoda de compensare standard, discutată mai devreme. Se pot folosi și alte metode de compensare. De obicei, acestea sunt recomandate de producător în foile de catalog.



(a) Configurație recomandată de producător

(b) Răspunsul

FIGURA 13-25

Compensarea cu „cuplaj înainte" a unui AO LM101A și curbele de răspuns.

SECȚIUNEA 13-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este scopul compensării în fază?
2. Care este principala deosebire dintre compensarea internă și cea externă?
3. După aplicarea compensării, banda de trecere a unui AO se mărește sau se micșorează?

13-6 APLICAȚIE PRACTICĂ

Ați fost repartizat să lucrați la realizarea unui receptor MA ce urmează a fi introdus în fabricație la întreprinderea dumneavoastră. Veți acorda atenție în mod special cartelei cu amplificatorul audio. Circuitul este realizat atât cu componente discrete, cât și cu un circuit integrat (AO LM101A). Va trebui să aplicați practic cunoștințele despre AO acumulate în capitolul de față și în cel precedent.

Principiul de funcționare al sistemului

În fig. 13-26 este prezentată schema bloc a unui receptor superheterodină cu MA (modulație în amplitudine). Antena recepționează toate semnalele din banda de emisie cu MA, dintre 535 kHz și 1605 kHz, și le transmite amplificatorului de **RF**. Semnalele din banda de MA se numesc purtătoare și sunt modulate cu semnale audio la stațiile de emisie. Modulația în amplitudine se realizează prin varierea amplitudinii purtătoarei proporțional cu semnalul audio.

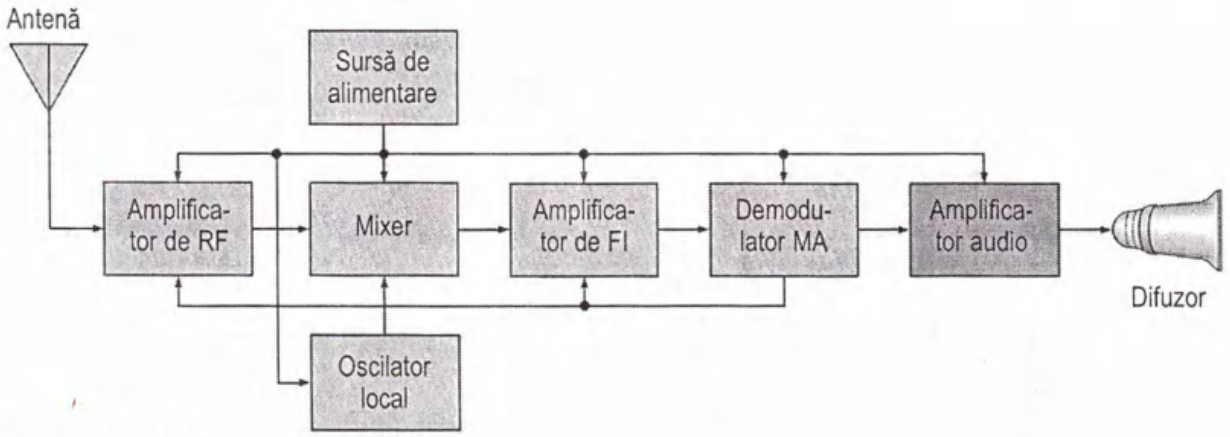


FIGURA 13-26

Schema bloc de principiu a unui receptor superheterodină cu MA.

Amplificatorul de RF selectează, dintre toate frecvențele recepționate, pe aceea dorită și amplifică semnalul foarte slab primit de la antenă. Fiind un amplificator acordat, este foarte selectiv în frecvență și elimină, practic, toate semnalele, cu excepția celui pe care se face acordul. Semnalul MA amplificat, provenit de la amplificatorul de RF, este aplicat mixerului, unde se combină cu semnalul de la ieșirea oscilatorului local, a cărui frecvență este cu 455 kHz mai mare decât frecvența purtătoarei selectate. La ieșirea mixerului se obțin, printr-un proces numit *heterodinare*, două semnale de ieșire având frecvențele egale cu suma, respectiv cu diferența dintre frecvența purtătoarei selectate și frecvența oscilatorului local. Frecvența sumă este suprimată prin filtrare, în continuare fiind utilizată doar frecvența diferență, de 455 kHz. Frecvența de 455 kHz se numește frecvență intermediară (FI) și poartă aceeași modulație audio ca și purtătoarea de radiofrecvență.

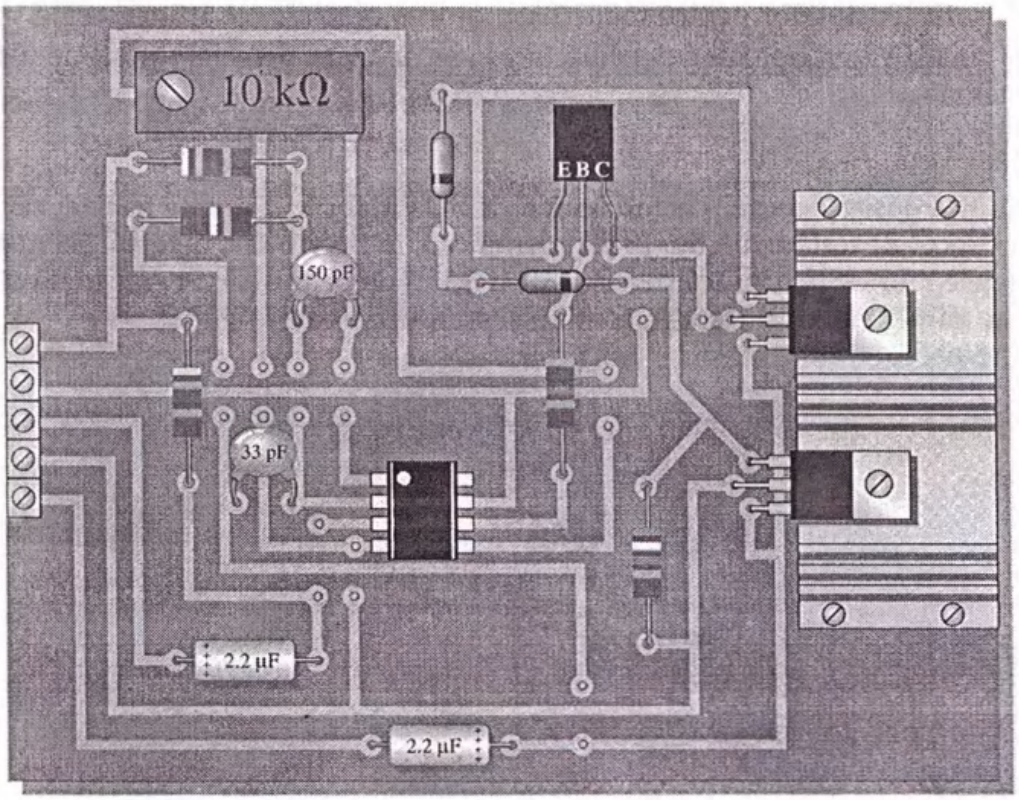
Amplificatorul de FI este acordat pe 455 kHz și amplifică semnalul. Detectorul (demodulatorul) primește semnalul MA de la amplificatorul de FI și extrage semnalul audio, suprimând totodată frecvența intermediară. Semnalul audio, de nivel redus, de la ieșirea detectorului este amplificat în circuitul de amplificare audio, constituit dintr-un preamplificator și un amplificator de putere. Amplificatorul de putere alimentează difuzorul, care transformă în sunete semnalul audio.

Cartela cu circuitul de amplificare audio

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 13-27 făcând comparația cu schema din fig. 13-28. Pentru orientare se dă configurația terminalelor tranzistoarelor de putere. Pe spatele cartelei se află mai multe conexiuni. Orificiile corespunzătoare acestora sunt aliniate fie orizontal, fie vertical.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Analiza circuitului de amplificare audio

- Determinați câștigul în tensiune al amplificatorului în banda de trecere.
- Determinați frecvența de tăiere inferioară. Știind că frecvența de tăiere superioară este de 15 kHz, calculați lățimea de bandă.
- Determinați valoarea maximă a tensiunii de intrare vârf la vârf ce poate fi aplicată amplificatorului audio fără ca semnalul de ieșire să fie distorsionat. Se consideră că vârfurile semnalului de ieșire sunt la 1 V sub nivelul tensiunilor de alimentare.
- Calculați puterea transmisă difuzorului la tensiunea de ieșire maximă.



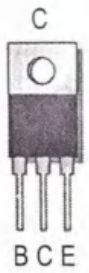


FIGURA 13-27

Cartela cu circuitul de amplificare.

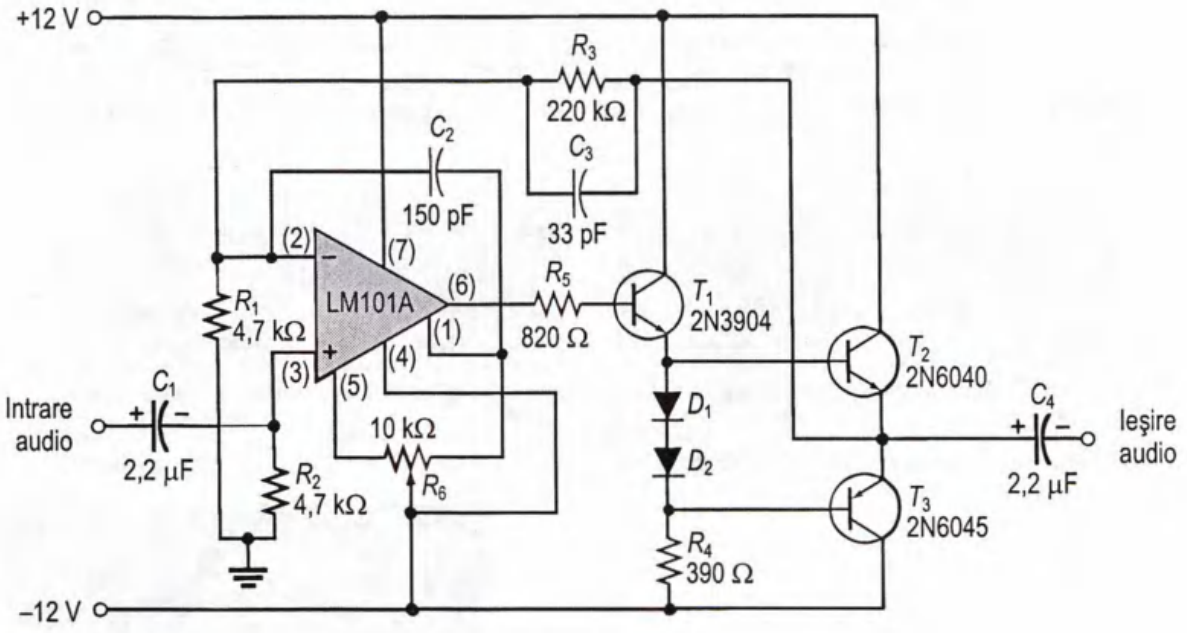


FIGURA 13-28

Schema amplificatorului audio.

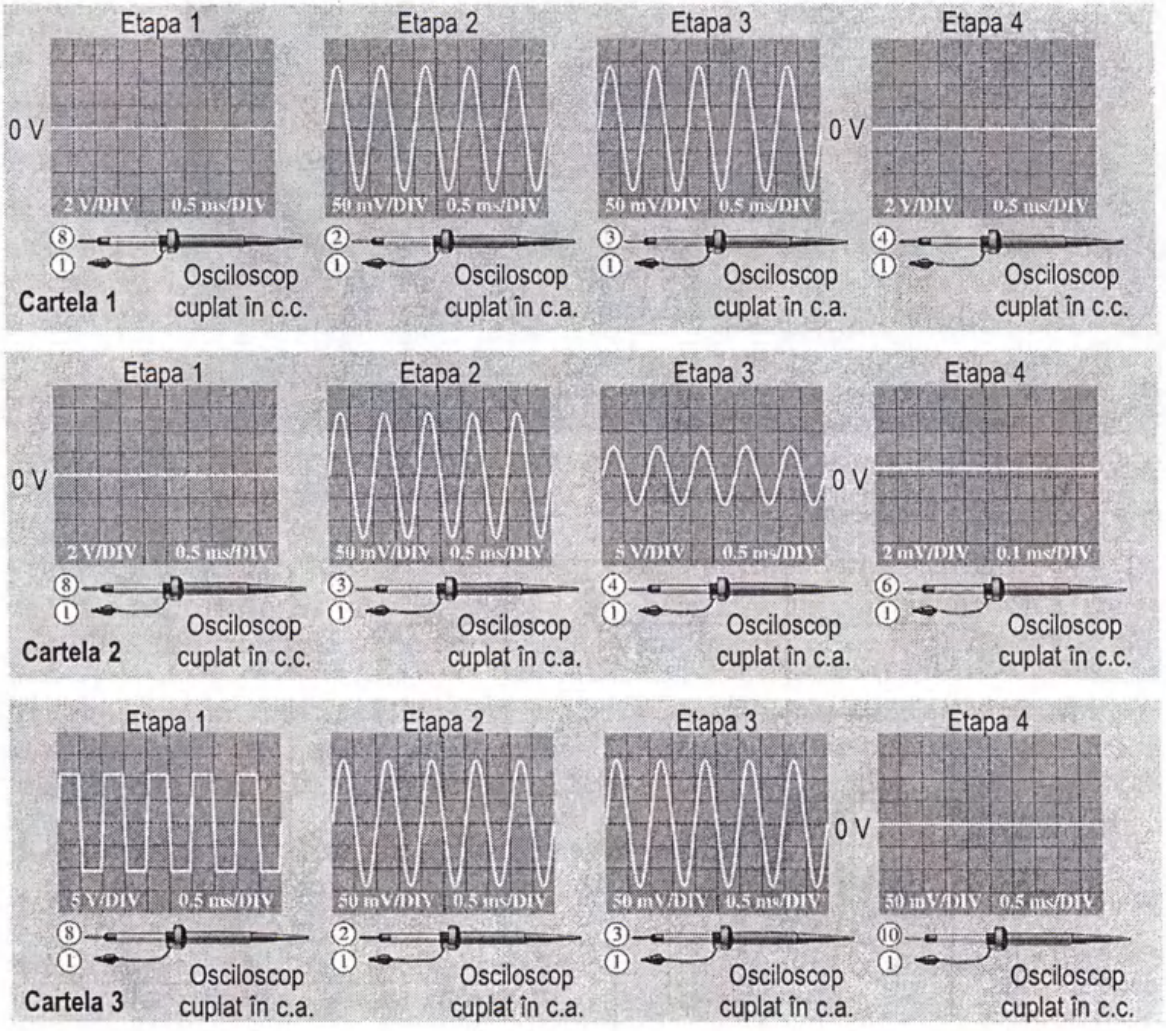
Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cu circuitul de amplificare audio.

- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate.
- Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

Depanarea

Trei cartele au fost găsite defecte. Ținând seama de măsurătorile, aferente fiecărei cartele, efectuate la bancul de testare din fig. 13-29, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil. Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Se consideră că fiecare cartelă este alimentată cu tensiunea continuă corespunzătoare.



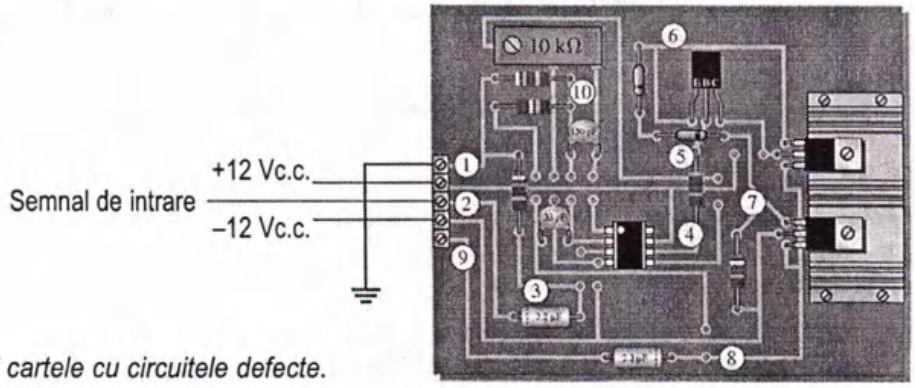


FIGURA 13-29

Rezultatele testării a trei cartele cu circuitele defecte.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul amplificatorului audio, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în cazul fiecărei cartele defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Câștigul în tensiune în buclă închisă este întotdeauna mai mic decât câștigul în tensiune în buclă deschisă.

■ Câștigul în banda de trecere al unui AO își păstrează valoarea maximă până la frecvența de 0 Hz (c.c.).

■ Câștigul unui AO scade dacă frecvența depășește valoarea de tăiere.

■ Lățimea benzii de trecere a unui AO este egală cu frecvența de tăiere superioară.

■ Circuitele *RC* interne de întârziere, conținute implicit de etajele amplificatorului, determină căderea câștigului cu creșterea frecvenței.

■ Circuitele *RC* interne de întârziere introduc și un defazaj între semnalul de intrare și cel de ieșire.

■ Reacția negativă micșorează câștigul și mărește lățimea benzii de trecere.

■ Produsul dintre câștig și lățimea de bandă constituie o constantă pentru fiecare AO.

■ Produsul câștig-bandă este egal cu frecvența la care se realizează câștigul în tensiune unitar.

■ Reacția pozitivă are loc când defazajul total introdus de AO (inclusiv inversarea, cu 180°) împreună cu circuitul de reacție este de minimum 0° (sau, echivalent, de 360°).

■ Marginea de fază este defazajul ce trebuie adăugat pentru a se obține un defazaj total pe buclă de 360°.

■ Când curba câștigului în buclă închisă al unui AO intersectează curba răspunsului în buclă deschisă pe o pantă de –20 dB/decadă (–6 dB/octavă), amplificatorul este stabil.

■ Când curba câștigului în buclă închisă intersectează curba răspunsului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta mai mare de –20 dB/decadă, amplificatorul este fie la limita de stabilitate, fie instabil.

■ Pentru o funcționare garantat stabilă se recomandă ca marginea de fază să fie de minimum 45°.

■ La un AO cu compensare totală, căderea câștigului este de –20 dB/decadă până la atingerea câștigului unitar.

■ Prin compensare se îngustează banda de trecere și scade viteza de variație a semnalului de ieșire.

■ Unele AO, cum sunt cele de tipul 741, prezintă compensare internă. De obicei, compensarea este totală, în detrimentul lățimii de bandă.

■ Există și AO cu compensare externă, ca LM101A. Circuitele pentru compensarea externă se conectează la pinii cu această destinație, iar procedeul de compensare se poate adapta aplicației în care este utilizat amplificatorul. În acest mod, nu este necesară reducerea lățimii de bandă și a vitezei de variație a semnalului la ieșire sub limitele impuse de aplicația respectivă.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Câștig în tensiune în buclă deschisă Câștigul în tensiune al unui AO fără reacție externă.

Câștig în tensiune în buclă închisă Câștigul în tensiune al unui AO cu circuit exterior de reacție.

Câștigul buclei Produsul dintre câștigul în buclă deschisă al unui AO și atenuarea circuitului de reacție.

Compensare Procedeu prin care se modifică panta de cădere a câștigului unui amplificator pentru asigurarea stabilității.

Cuplaj înainte Metodă de compensare în frecvență la circuitele cu AO.

Defazaj Deplasarea unghiulară, față de o referință, a valorilor unei funcții de timp.

Margine de fază Diferența dintre defazajul total introdus de un amplificator și unghiul de 180°; defazajul ce se poate adăuga fără ca amplificatorul să devină instabil.

Reacție pozitivă Aducerea unei fracțiuni din semnalul de ieșire la intrare astfel încât să potențeze semnalul de ieșire, acesta fiind în fază cu semnalul de intrare.

RF Radiofrecvență

Stabilitate Stare în care circuitele de amplificare nu oscilează.

■ FORMULE DE BAZĂ

(13-1) $B = f_{t(sup)}$ Lățimea de bandă a AO

(13-2) $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1+f^2/f_t^2}}$ Atenuarea introdusă de un circuit *RC*

(13-3) $A_{ol} = \frac{A_{ol(max)}}{\sqrt{1+f^2/f_t^2}}$ Câștigul în tensiune în buclă deschisă

(13-4) $\theta = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_t}\right)$ Defazajul introdus de un circuit *RC*

(13-5) $f_{t(cl)} = f_{t(ol)}(1 + A_r A_{ol(\max)})$ Frecvența de tăiere în buclă închisă

(13-6) $B_{cl} = B_{ol}(1 + A_r A_{ol(max)})$ Lățimea de bandă în buclă închisă

(13-7)	Lățimea de bandă la câștigul unitar = $A_{cl}f_{t(cl)}$	Lățimea de bandă la câștigul unitar
(13-8)	Câștigul buclei = $A_{ol}A_r$	Câștigul buclei (la amplificatoare cu buclă închisă)
(13-9)	$\theta_{pm} = 180° - \lvert\theta_{tot}\rvert$	Marginea de fază

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Câștigul în buclă deschisă al unui AO este totdeauna:
   (a) mai mic decât câștigul în buclă închisă
   (b) egal cu câștigul în buclă închisă
   (c) mai mare decât câștigul în buclă închisă
   (d) o constantă foarte stabilă, ce caracterizează AO de același tip
2. Lățimea de bandă a unui amplificator de c.a. cu frecvența de tăiere inferioară de 1 kHz și frecvența de tăiere superioară de 10 kHz este de:
   (a) 1 kHz (b) 9 kHz (c) 10 kHz (d) 11 kHz
3. Lățimea de bandă a unui amplificator de c.c. cu frecvența de tăiere superioară de 100 kHz este:
   (a) 100 kHz (b) necunoscută (c) infinită (d) 0 kHz
4. Câștigul în buclă deschisă, în banda de trecere, al unui AO:
   (a) ia valori între frecvența de tăiere inferioară și frecvența de tăiere superioară
   (b) ia valori între 0 Hz și frecvența de tăiere superioară
   (c) cade cu 20 dB/decadă începând de la 0 Hz
   (d) răspunsurile (b) și (c)
5. Frecvența la care câștigul în buclă deschisă este egal cu 1 se numește:
   (a) frecvență de tăiere superioară (b) frecvență critică
   (c) frecvență de strangulare (d) frecvența câștigului unitar
6. Un AO introduce un defazaj din cauza:
   (a) circuitelor *RC* interne (b) circuitelor *RC* exterioare
   (c) căderii câștigului (d) reacției negative
7. Fiecare circuit *RC* din interiorul unui AO:
   (a) determină căderea câștigului cu –6 dB/octavă
   (b) determină căderea câștigului cu –20 dB/decadă
   (c) reduce câștigul în banda de trecere cu 3 dB
   (d) răspunsurile (a) și (b)
8. La aplicarea unei reacții negative, produsul câștig-bandă al unui AO:
   (a) crește (b) scade (c) rămâne același (d) fluctuează
9. Dacă un AO are câștigul în buclă deschisă în banda de trecere de 200.000 și frecvența câștigului unitar de 5 MHz, produsul câștig-bandă este de:
   (a) 200.000 Hz (b) 5.000.000 Hz
   (c) $1x10^{12}$ Hz (d) nu se poate determina cu aceste date

10. Dacă un AO are câștigul în buclă închisă de 20 și frecvența de tăiere superioară de 10 MHz, produsul câștig-bandă este egal cu:
    (a) 200 MHz (b) 10 MHz
    (c) frecvența câștigului unitar (d) răspunsurile (a) și (c)
11. Reacția pozitivă are loc când:
    (a) semnalul de ieșire este adus la intrare în fază cu semnalul de intrare
    (b) semnalul de ieșire este adus la intrare defazat față de semnalul de intrare
    (c) defazajul total introdus de AO împreună cu circuitul de reacție este de 360°
    (d) răspunsurile (a) și (c)
12. Pentru ca un circuit realizat cu AO în buclă închisă să fie instabil:
    (a) trebuie să existe o reacție pozitivă
    (b) câștigul buclei trebuie să fie mai mare ca 1
    (c) câștigul buclei trebuie să fie mai mic ca 1
    (d) răspunsurile (a) și (b)
13. Defazajul suplimentar necesar pentru ca defazajul total pe o buclă închisă să fie egal cu zero se numește:
    (a) defazaj la câștigul unitar (b) margine de fază
    (c) întârziere a fazei (d) lățimea de bandă în fază
14. La o valoare dată a câștigului în buclă închisă, o margine de fază pozitivă semnifică:
    (a) o stare de instabilitate (b) un defazaj prea mare
    (c) o stare de stabilitate (d) nici o semnificație
15. Scopul compensării în fază este de a:
    (a) asigura stabilitatea AO la valori foarte mari ale câștigului
    (b) asigura stabilitatea AO la valori mici ale câștigului
    (c) reduce frecvența câștigului unitar
    (d) mări lățimea de bandă

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 13-1 Noțiuni generale

1. Câștigul în buclă deschisă în banda de trecere al unui AO este de 120 dB. Datorită reacției negative, el scade la 50 dB. Cât este câștigul în buclă închisă?
2. Frecvența de tăiere superioară a răspunsului în buclă deschisă al unui AO este de 200 Hz. Dacă, în banda de trecere, câștigul este de 175.000, care este valoarea teoretică a câștigului la 200 Hz? Dar valoarea reală? Ce lățime de bandă are AO în buclă deschisă?
3. Un circuit *RC* de întârziere are o frecvență de tăiere de 5 kHz. Dacă valoarea rezistenței este de 1 kΩ, cât este X_C la f = 3 kHz?
4. Calculați atenuarea unui circuit *RC* de întârziere cu f_t = 12 kHz la fiecare dintre frecvențele următoare.
    (a) 1 kHz (b) 5 kHz (c) 12 kHz (d) 20 kHz (e) 100 kHz

5. Câștigul în buclă deschisă în banda de trecere al unui AO este de 80.000. Dacă frecvența de tăiere în buclă deschisă este de 1 kHz, cât este câștigul în buclă deschisă la fiecare dintre frecvențele următoare?
   (a) 100 Hz **(b)** 1 kHz (c) 10 kHz **(d)** 1 MHz
6. Determinați defazajul introdus de circuitele din fig. 13-30 la frecvența de 2 kHz.

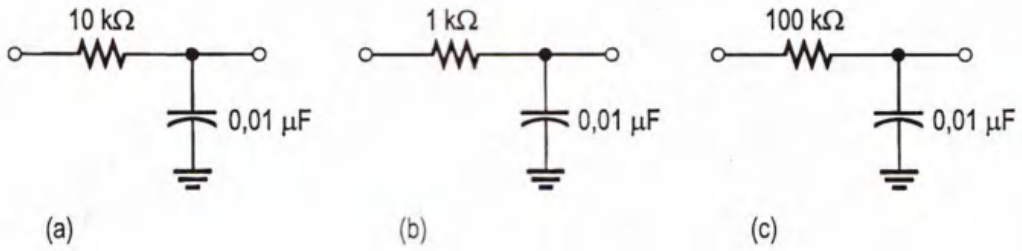


FIGURA 13-30

7. Un circuit *RC* de întârziere are o frecvență de tăiere de 8,5 kHz. Calculați defazajul introdus la frecvențele următoare și trasați curba dependenței defazajului de frecvență.
   (a) 100 Hz (b) 400 Hz (c) 850 Hz
   (d) 8,5 kHz **(e)** 25 kHz (f) 85 kHz

Secțiunea 13-2 Răspunsul în buclă deschisă

8. Un AO este format din trei etaje de amplificare interne, ale căror câștiguri în banda de trecere sunt de 30 dB, 40 dB și, respectiv, 20 dB. Fiecare etaj are o frecvență de tăiere proprie, valorile acestora fiind: f_{t1} = 600 Hz, f_{t2} = 50 kHz și f_{t3} = 200 kHz.
   (a) Cât este câștigul în buclă deschisă în banda de trecere, exprimat în dB, al AO?
   (b) Cât este defazajul total introdus de AO, inclusiv inversarea de fază, la o frecvență a semnalului de 10 kHz?
9. Cât este panta de cădere a câștigului AO din problema 8 între următoarele frecvențe?
   (a) 0 Hz și 600 Hz **(b)** 600 Hz și 50 kHz
   (c) 50 kHz și 200 kHz **(d)** 200 kHz și 1 MHz

Secțiunea 13-3 Răspunsul în buclă închisă

10. Pentru fiecare amplificator din fig. 13-31, determinați câștigul în banda de trecere, exprimat în dB. Ce reprezintă valorile calculate: câștig în buclă deschisă sau în buclă închisă?

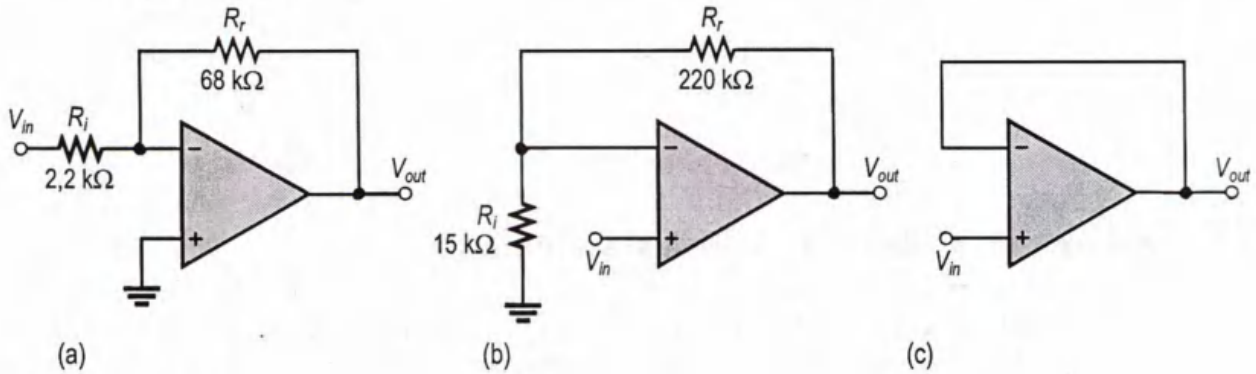


FIGURA 13-31

11. Un amplificator are câștigul în buclă deschisă, în banda de trecere, de 180.000, iar frecvența de tăiere în buclă deschisă este de 1500 Hz. Dacă atenuarea introdusă de circuitul de reacție este de 0,015, ce lățime are banda de trecere în buclă închisă?
12. Cunoscând $f_{t(ol)}$ = 750 Hz, A_{ol} = 89 dB și $f_{t(cl)}$ = 5,5 kHz, calculați câștigul în buclă închisă, în dB.
13. Ce lățime are banda de trecere la câștigul unitar a amplificatorului din problema 12?
14. Pentru fiecare dintre amplificatoarele din fig. 13-32, determinați câștigul în buclă închisă și lățimea de bandă. Fiecare AO are câștigul în buclă deschisă de 125 dB și lățimea de bandă la câștigul unitar de 2,8 MHz.
15. Care dintre amplificatoarele din fig 13-33 are cea mai îngustă bandă de trecere?

FIGURA 13-32

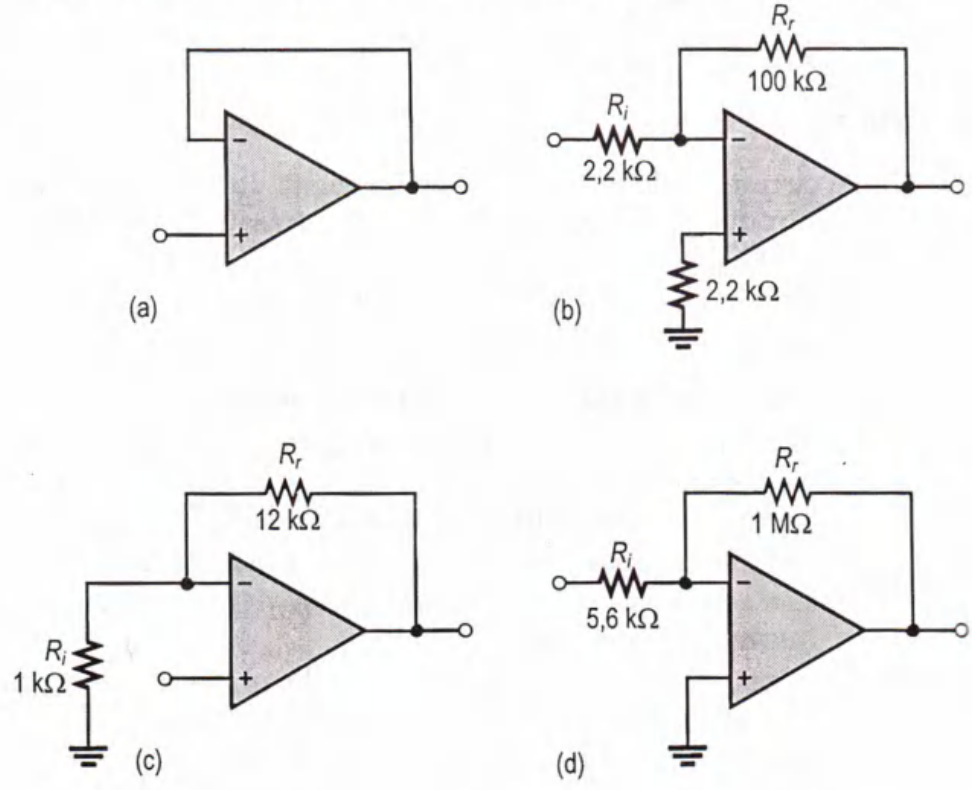
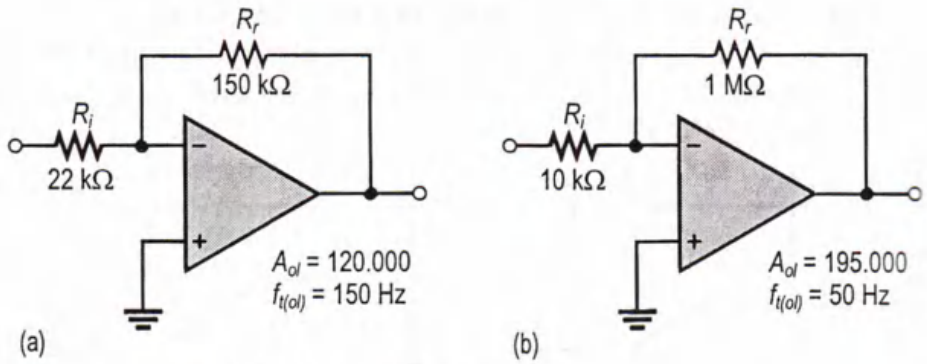


FIGURA 13-33

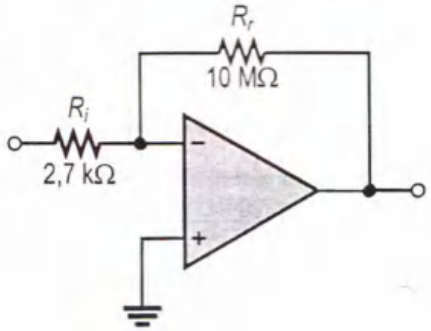


Secțiunea 13-4 Reacția pozitivă și stabilitatea

16. Se știe că frecvențele de tăiere interne ale circuitului cu AO din fig. 13-34 au valorile: 1,2 kHz, 50 kHz, 250 kHz. Dacă valoarea în buclă deschisă a câștigului în banda de trecere este de 100 dB, cum funcționează amplificatorul: stabil, la limita de stabilitate sau instabil?

17. Calculați marginea de fază pentru fiecare dintre următoarele valori ale întârzierii fazei.
    (a) 30° (b) 60° (c) 120° (d) 180° (e) 210°
18. Răspunsul în buclă deschisă al unui AO prezintă frecvențele de tăiere de 125 Hz, 25 kHz și 180 kHz. Cât este defazajul total introdus de amplificator la frecvența de lucru de 50 kHz?
19. Diagramele din fig. 13-35 reprezintă răspunsurile atât în buclă deschisă, cât și în buclă închisă ale unor configurații cu AO. Analizați fiecare caz din punctul de vedere al stabilității.

FIGURA 13-34



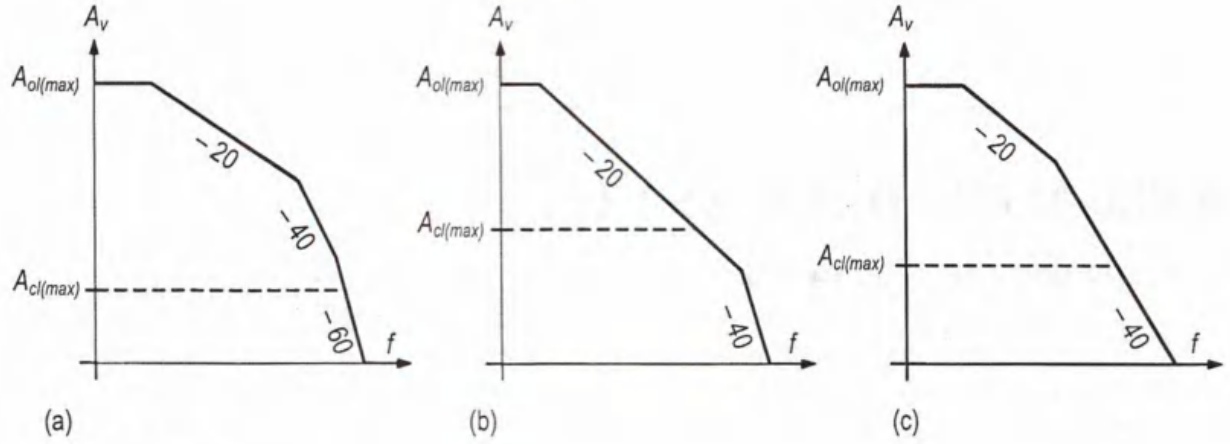
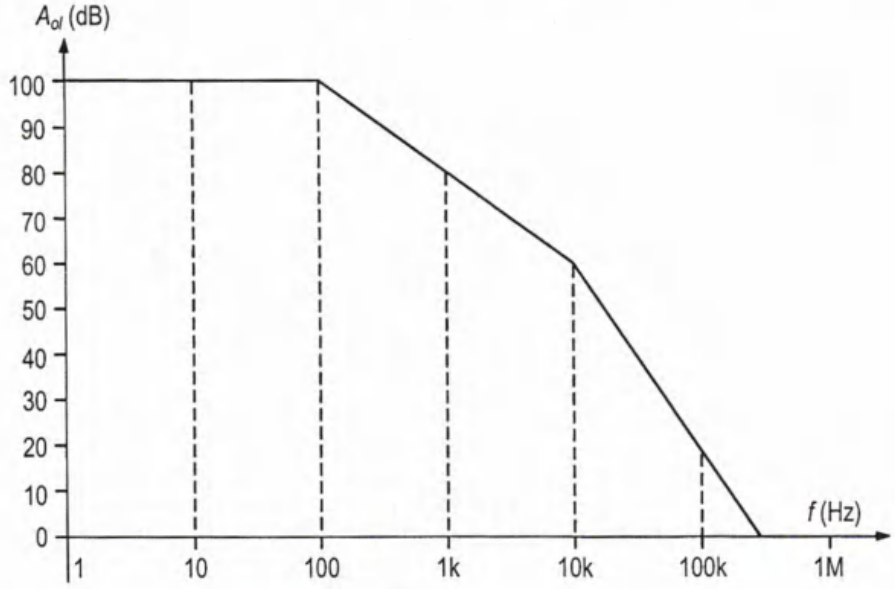


FIGURA 13-35

Secțiunea 13-5 Compensarea

20. Curba răspunsului în buclă deschisă al unui amplificator operațional este cea din fig. 13-36. Pentru realizarea unei anumite aplicații este necesar un câștig în buclă închisă, în banda de trecere, de 30 dB. Această valoare a câștigului se poate obține numai cu compensare, deoarece, în absența compensării, dreapta orizontală dusă prin punctul de 30 dB intersectează curba câștigului în buclă deschisă pe o porțiune cu panta de –40 dB/decadă, deci nu se poate asigura o funcționare stabilă.
    (a) Determinați frecvența de tăiere a circuitului de compensare astfel încât porțiunea cu panta de –20 dB/decadă să se prelungească până în punctul în care intersectează curba câștigului de 30 dB.
    (b) Trasați curba răspunsului ideal al circuitului de compensare.
    (c) Trasați curba ideală de răspuns în buclă deschisă cu compensare.

FIGURA 13-36



21. Câștigul în buclă deschisă al unui AO cade cu –20 dB/decadă începând de la f = 250 Hz. Această pantă ajunge până la un câștig de 60 dB. Dacă se urmărește obținerea unui câștig în buclă închisă de 40 dB, ce frecvență de tăiere trebuie să aibă circuitul de compensare?
22. Reluați problema 21 pentru un câștig în buclă închisă de 20 dB.

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 13-6 Aplicație practică

23. Enumerați defectele care pot determina funcționarea neliniară a etajului în contratimp al circuitului de amplificare din fig. 13-28.
24. Care este consecința înlocuirii – incorecte – a rezistorului R_3 din fig. 13-28 cu unul de 2,2 MΩ?
25. Ce tensiune se măsoară la ieșirea amplificatorului din fig. 13-28 dacă dioda D_1 se întrerupe?

■ PROBLEME DE UTILIZARE A CATALOAGELOR

26. Consultând fragmentul de foaie de catalog din fig. 13-37, determinați:
    (a) valoarea maximă a tensiunilor continue de alimentare pe care le suportă LM201A
    (b) puterea maximă disipată la 65°C de un LM201A cu capsulă DIP din material plastic
    (c) valorile maxime de vârf ale tensiunilor de ieșire la un LM201A alimentat în c.c. la ±15 V și cu o sarcină de 10 kΩ
    (d) valoarea minimă a câștigului în tensiune în buclă deschisă (la semnal mare) la LM101A
27. Ce raport de tensiuni este reprezentat de valoarea tipică a CMRR la LM101A?

Valori maxime

Mărimea	Simbol	Valoare LM101A	Valoare LM201A	Valoare LM301A	Unit.
Tensiunea surselor de alimentare	V_{CC}, V_{EE}	±22	±22	±18	Vc.c.
Tensiunea de intrare diferențială	V_{ID}	←——— ±30 ———		→	V
Domeniul tensiunilor de intrare în modul comun*	V_{ICR}	←——— ±15 ———		→	V
Durata semnalului de ieșire la scurtcircuit	t_S	Continuu			
Puterea disipată (în funcție de capsulă)	P_D				
Capsulă metalică		←——— 500 ———		→	mW
Corecție peste T_A = +75°C		←——— 6,8 ———		→	mW/°C
Capsulă DIP (LM201A/301A) din plastic		–	625	625	mW
Corecție peste +25°C		–	5,0	5,0	mW/°C
Capsulă ceramică		←——— 750 ———		→	mW
Corecție peste 25°C		←——— 6,6 ———		→	mW/°C
Domeniul de temperatură a mediului ambiant la funcționare	T_A	-55...+125	-25...+85	0...+70	°C
Domeniul de temperatură de stocare	T_{stg}	←——— -65 ... +150 ———		→	°C

* La tensiuni de alimentare sub ±15 V, valoarea maximă absolută a tensiunii de intrare este egală cu tensiunea de alimentare.

Caracteristici electrice (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni.) În lipsa altor mențiuni, valorile din tabel sunt valabile pentru tensiuni de alimentare cuprinse între ±5,0 V și ±20 V pentru LM101A și LM201A și între ±5,0 V și ±15 V pentru LM301A.

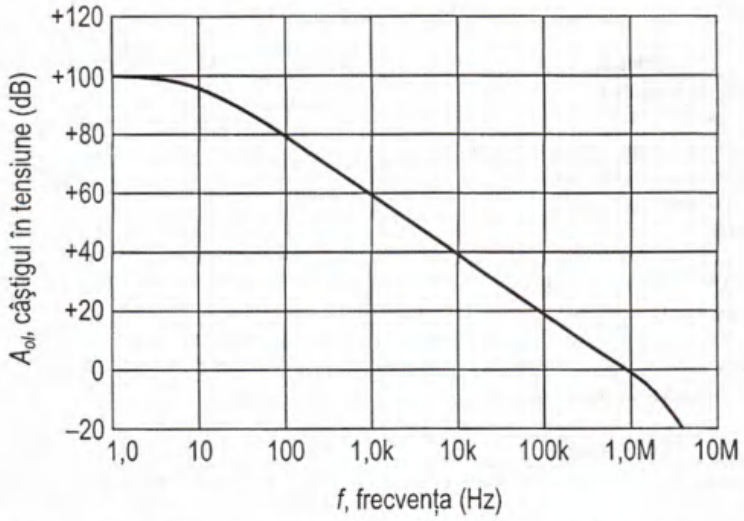
Mărimea	Simbol	LM101A LM201A Min.	LM101A LM201A Tip.	LM101A LM201A Max.	LM301A Min.	LM301A Tip	LM301A Max.	Unit.
Tensiunea de decalaj de la intrare ($R_G \leq 50$ kΩ)	V_{IO}	–	0,7	2,0	–	2,0	7,5	mV
Curentul de decalaj de la intrare	I_{IO}	–	1,5	10	–	3,0	50	nA
Curentul de polarizare de intrare	I_{IB}	–	30	75	–	70	250	nA
Rezistența de intrare	r_i	1,5	4,0	–	0,5	2,0	–	MΩ
Curentul de alimentare absorbit	I_{CC}, I_{EE}							mA
V_{CC}/V_{EE} = ± 20 V		–	1,8	30	–	–	–	
V_{CC}/V_{EE} = ± 15 V		–	–	–	–	1,8	3,0	
Câștigul în tensiune la semnal mare (V_{CC}/V_{EE} = ± 15 V, V_O = ±10 V, $R_S \geq 2,0$ kΩ)	A_v	50	160	–	25	160	–	V/mV

Valorile următoare sunt valabile pentru domeniul de temperatură de funcționare.

Tensiunea de decalaj de la intrare ($R_G \leq 50$ kΩ)	V_{IO}	–	–	3,0	–	–	10	mV
Curentul de decalaj de la intrare	I_{IO}	–	–	20	–	–	70	nA
Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de decalaj de la intrare $T_{A(min)} \leq T_A \leq T_{A(max)}$	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	–	3,0	15	–	6,0	30	µV/°C
Coeficientul mediu de temperatură al curentului de decalaj de la intrare	$\Delta V_{IO}/\Delta T$							nA/°C
+25°C ≤ $T_A \leq T_{A(max)}$		–	0,01	0,1	–	0,01	0,3	
$T_{A(min)} \leq T_A \leq$ 25°C		–	0,02	0,2	–	0,02	0,6	
Curentul de polarizare de intrare	I_{IB}	–	–	100	–	–	300	nA
Câștigul în tensiune la semnal mare (V_{CC}/V_{EE} = ± 15 V, V_O = ±10 V, $R_S \geq 2,0$ kΩ)	A_v	25	–	–	15	–	–	V/mV
Domeniul tensiunilor de intrare	V_I							V
V_{CC}/V_{EE} = ± 20 V		±15	–	–	–	–	–	
V_{CC}/V_{EE} = ± 15 V		–	–	–	±12	–	–	
Factorul de rejecție pe modul comun ($R_G \leq 50$ kΩ)	CMRR	80	96	–	70	90	–	dB
Factorul de rejecție a tensiunilor de alimentare ($R_G \leq 50$ kΩ)	PSRR	80	96	–	70	96	–	dB
Excursia de tensiune la ieșire	V_O							V
(V_{CC}/V_{EE} = ± 15 V, R_S = 10 kΩ)		±12	±14	–	±12	±14	–	
(R_S = 2,0 kΩ)		±10	±13	–	±10	±13	–	
Curenții de alimentare ($T_A = T_{A(max)}$, V_{CC}/V_{EE} = ± 20 V)	I_{CC}, I_{EE}	–	1,2	2,5	–	–	–	mA

FIGURA 13-37

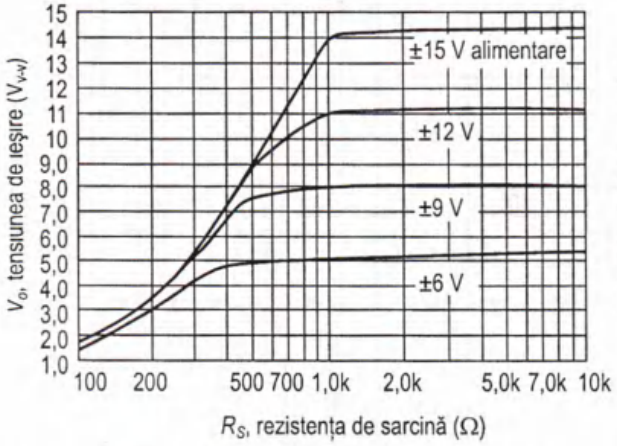
FIGURA 13-38



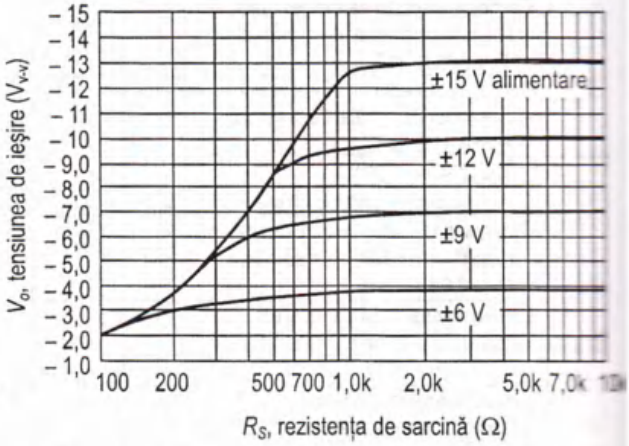
28. Din diagrama din fig. 13-38, aferentă AO 741, determinați:
(a) valoarea maximă a câștigului în tensiune în buclă deschisă
(b) lățimea de bandă aproximativă, în buclă deschisă, la –3 dB
(c) lățimea de bandă aproximativă la câștigul unitar
(d) panta de cădere a câștigului în buclă deschisă

■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

29. Proiectați un amplificator neinversor cu frecvența de tăiere superioară, $f_{t(sup)}$, de 10 kHz, utilizând un AO 741. Tensiunile de alimentare în c.c. sunt de ±15 V.
30. Pentru circuitul proiectat la problema 29, aflați rezistența de sarcină minimă pentru ca excursia minimă a tensiunii de ieșire să fie de ±10 V. Consultați diagramele din fig. 13-39.



(a) Excursia pozitivă a tensiunii de ieşire în funcție de rezistența de sarcină



(b) Excursia negativă a tensiunii de ieşire în funcție de rezistența de sarcină

FIGURA 13-39

31. Proiectați un amplificator inversor realizat cu un AO 741, cu câștigul în tensiune în banda de trecere de 50 și cu lățimea de bandă de 20 kHz.
32. Care este valoarea maximă a câștigului în tensiune în buclă închisă ce poate fi realizată cu un AO 741, dacă lățimea de bandă trebuie să fie de minimum 5 kHz?

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 13-1

1. Câștigul în tensiune în buclă deschisă se obține fără circuit de reacție, iar câștigul în tensiune în buclă închisă se obține cu un circuit de reacție negativă. Câștigul în tensiune în buclă deschisă are valoare mai mare.
2. B = 100 Hz
3. A_{ol} scade.

Secțiunea 13-2

1. $A_{v(tot)}$ = 20 dB + 30 dB = 50 dB
2. $\theta_{tot} = -49° + (-5{,}2°) = -54{,}2°$

Secțiunea 13-3

1. Da, A_{cl} este întotdeauna mai mic decât A_{ol}.
2. B = 3000 kHz/60 = 50 kHz
3. B la câștigul unitar = 3000 kHz/1 = 3 MHz

Secțiunea 13-4

1. Intrarea în oscilație (instabilitatea) este consecința reacției pozitive.
2. 180°, 0°
3. –20 dB/decadă (–6 dB/octavă)

Secțiunea 13-5

1. Compensarea în fază mărește marginea de fază la o frecvență dată.
2. Compensarea internă este totală; compensarea externă poate fi reglată în așa fel încât să se obțină banda de trecere maximă.
3. Lățimea de bandă scade după aplicarea compensării.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

13-1 (a) 79.996 (b) 79.900 (c) 6380

13-2 173 Hz

13-3 75 dB; –71,6°

13-4 2 MHz

13-5 (a) 29,6 kHz (b) 42,6 kHz

13-6 100 Hz; 10 Hz

CAPITOLUL 14

Circuite funcționale cu amplificatoare operaționale

Conținutul capitolului

14-1 Comparatoare
14-2 Amplificatoare sumatoare
14-3 Circuite de integrare și de derivare
14-4 Depanare
14-5 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

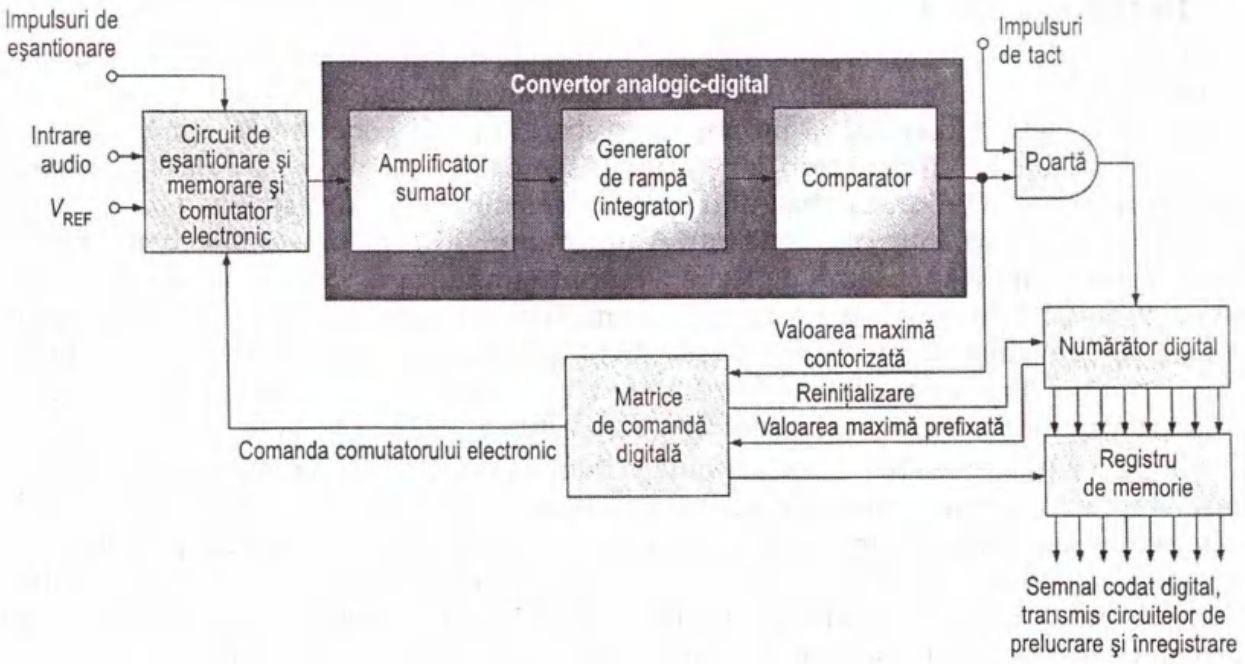
- Analizarea funcționării câtorva circuite de comparare elementare
- Analizarea funcționării câtorva tipuri de amplificatoare sumatoare
- Analizarea funcționării circuitelor de integrare și de derivare
- Depanarea unor circuite elementare cu AO

Introducere

În ultimele două capitole ați studiat principiile ce stau la baza amplificatorului operațional, modul lui de funcționare și caracteristicile lui. AO își găsesc aplicații într-un domeniu atât de vast încât este imposibil să fie cuprins într-un singur capitol și chiar într-un singur volum. De aceea, capitolul de față vă prezintă trei dintre principalele aplicații, pentru a vă consolida cunoștințele în materie de circuite cu AO.

Aplicația practică

Aplicația practică din secțiunea 14-5 constituie un exemplu de utilizare a trei dintre tipurile de circuite cu AO pe care le veți studia în continuare: amplificatorul sumator, integratorul și comparatorul. Sistemul prezentat cuprinde atât circuite analogice, cât și circuite digitale; atenția noastră se va concentra însă asupra cartelei cu convertorul analogic-digital, care este realizat cu AO. Convertorul analogic-digital transformă un semnal audio într-un semnal digital codat, pentru ca sunetul să poată fi înregistrat în formă digitală. După ce vă însușiți cunoștințele din acest capitol, ar trebui să puteți rezolva cu succes cerințele aplicației practice.



14-1 COMPARATOARE

Amplificatoarele operaționale sunt utilizate adesea drept comparatoare, făcând comparația între amplitudinile a două tensiuni. Pentru aceasta, AO este conectat într-o configurație cu buclă deschisă, pe una dintre intrări aplicându-se tensiunea de evaluat, iar pe cealaltă, o tensiune de referință.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați modul de funcționare al câtorva circuite de comparare elementare

- ▶ Să descrieți funcționarea unui detector de zero
- ▶ Să descrieți funcționarea unui detector de prag
- ▶ Să arătați în ce mod este afectată funcționarea unui comparator de prezența zgomotului
- ▶ Să definiți noțiunea de *histerezis*
- ▶ Să explicați cum reduce histerezisul efectele zgomotului
- ▶ Să descrieți circuitul numit trigger Schmitt
- ▶ Să descrieți funcționarea comparatorului cu limitare a tensiunii de ieșire
- ▶ Să descrieți funcționarea comparatorului cu fereastră
- ▶ Să prezentați două aplicații ale comparatoarelor, una dintre acestea fiind conversia analogic-digital

Detectorul de zero

Cu ajutorul uneia dintre aplicațiile AO în montaj de **comparator** se stabilește dacă o tensiune aplicată la intrare depășește un anumit nivel. În fig. 14-1(a) este prezentat un detector de zero. Observați că intrarea inversoare (–) este conectată la masă, pentru a menține nivelul de referință zero, iar tensiunea semnalului de intrare se aplică pe intrarea neinversoare (+). Din cauza câștigului mare în tensiune în buclă deschisă, o diferență de tensiune foarte mică între cele două intrări aduce amplificatorul la saturație, determinând intrarea în limitare a tensiunii de ieșire. Pentru exemplificare, să considerăm un AO cu A_{ol} = 100.000. O diferență de tensiune de numai 0,25 mV între cele două intrări poate genera o tensiune de ieșire de (0,25 mV)(100.000) = 25 V, *dacă* AO suportă un asemenea nivel. Însă, întrucât limitele maxime ale tensiunii de ieșire ale majorității AO sunt ±15 V, din cauza tensiunilor continue de alimentare, dispozitivul intră în saturație.

În fig. 14-1(b) vedeți tensiunea obținută la ieșirea unui detector de zero când pe intrarea neinversoare (+) a acestuia se aplică o tensiune sinusoidală. Pe alternanțele negative ale sinusoidei, la ieșire se obține nivelul maxim al tensiunii negative. La trecerea prin zero a sinusoidei, amplificatorul basculează în starea opusă și tensiunea de ieșire ia valoarea pozitivă maximă, după cum observați. Remarcați că detectorul de zero poate fi folosit și drept circuit de formare, transformând o tensiune sinusoidală într-una rectangulară.

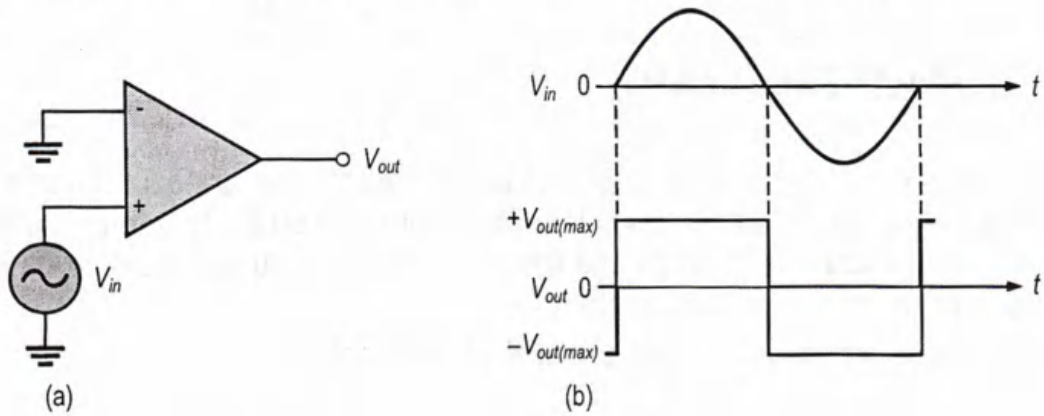


FIGURA 14-1

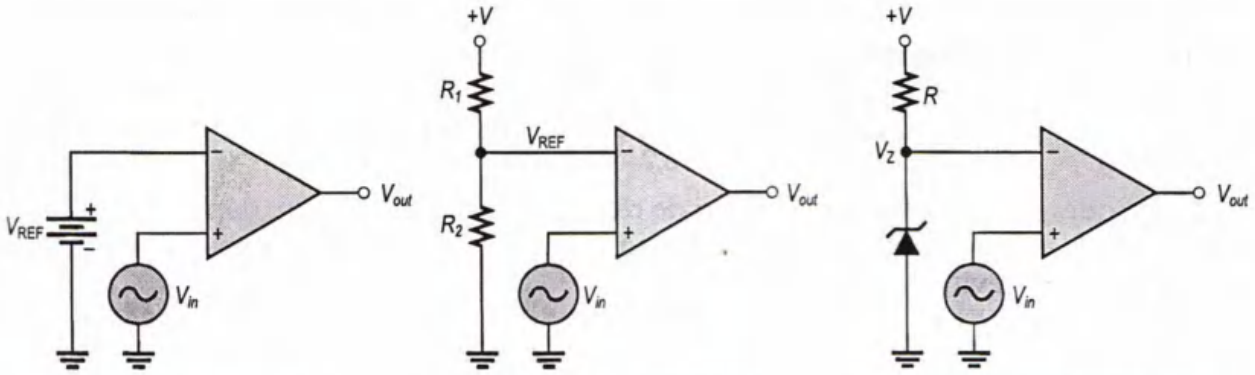
AO în configurație de detector de zero.

Detectorul de prag

Detectorul de zero din fig. 14-1 poate fi modificat pentru a detecta tensiuni diferite de zero prin conectarea, la intrarea sa inversoare (–), a unei surse de tensiune constantă, de referință, ca în fig. 14-2(a). În fig. 14-2(b) este prezentată o configurație uzuală în practică, la care tensiunea de referință este fixată prin intermediul unui divizor de tensiune, astfel:

$$V_{REF} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V)$$

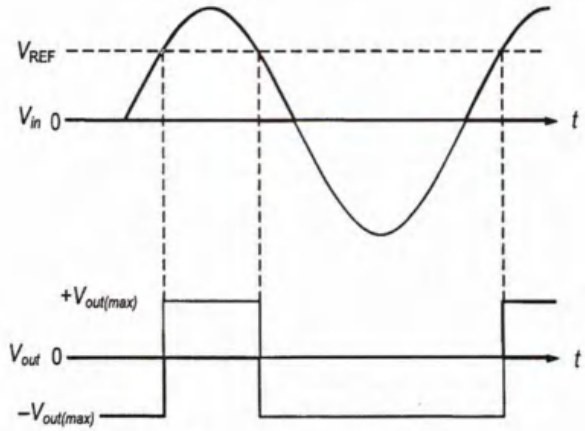
unde $+V$ este tensiunea sursei pozitive de alimentare a AO. În circuitul din fig. 14-2(c), tensiunea de referință este fixată cu o diodă Zener ($V_{REF} = V_Z$). Atâta timp cât tensiunea de intrare, V_{in}, este mai mică decât V_{REF}, la ieșire se obține nivelul maxim negativ. Când tensiunea de intrare o depășește pe cea de referință, la ieșire se obține tensiunea pozitivă maximă, ca în fig. 14-2(d), unde la intrare s-a aplicat o tensiune sinusoidală.



(a) Referință de la o baterie

(b) Referință de la un divizor de tensiune

(c) Referință fixată cu diodă Zener



(d) Formele de undă

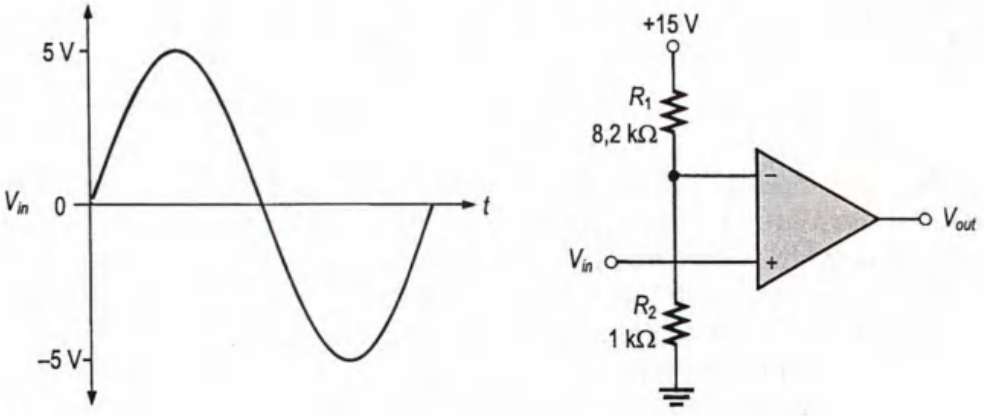
FIGURA 14-2

Detectoare de prag.

EXEMPLUL 14-1

Semnalul din fig. 14-3(a) se aplică la intrarea circuitului de comparare din fig. 14-3(b). Trasați forma de undă obținută la ieșire, păstrând proporțiile față de semnalul de intrare. Se consideră că nivelurile maxime de ieșire ale AO sunt de ±12 V.

FIGURA 14-3



(a)

(b)

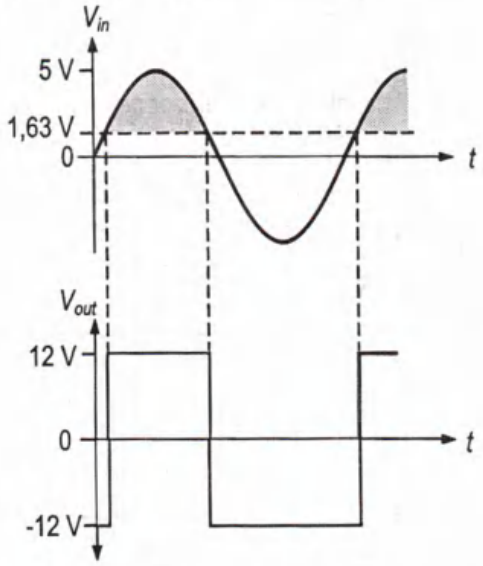
Rezolvare

Tensiunea de referință este fixată prin R_1 și R_2, astfel:

$$V_{REF} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V) = \frac{1\text{k}\Omega}{8{,}2\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega}(+15\text{ V}) = 1{,}63\text{ V}$$

După cum se observă în fig. 14-4, ori de câte ori semnalul de intrare depășește +1,63 V, tensiunea de ieșire comută la +12 V, iar când semnalul de intrare scade sub +1,63 V, tensiunea de ieșire revine la nivelul de –12 V.

FIGURA 14-4



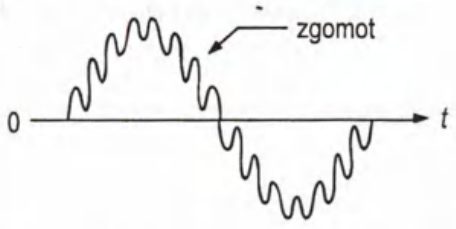
Exercițiu complementar Determinați tensiunea de referință din fig. 14-3 dacă R_1 = 22 kΩ și R_2 = 3,3 kΩ.

Influența zgomotului de la intrare asupra funcționării comparatoarelor

Frecvent, în practică apar, la intrare, fluctuații nedorite ale tensiunii (**zgomot**). Tensiunea de zgomot se suprapune pe cea de intrare, ca în fig. 14-5, și poate produce comutarea la întâmplare a nivelurilor de semnal de la ieșire.

FIGURA 14-5

Semnal sinusoidal cu zgomot suprapus.



Pentru a înțelege posibilele efecte ale tensiunii de zgomot, să considerăm că la intrarea neinversoare (+) a unui comparator cu AO, în configurație de detector de zero, se aplică o tensiune sinusoidală de joasă frecvență, ca în fig. 14-6(a). În fig. (b) sunt prezentate semnalul sinusoidal de intrare, cu zgomotul suprapus, și semnalul rezultat la ieșire. După cum observați, la valori ale sinusoidei din apropiere de 0, fluctuațiile datorate zgomotului determină trecerea de câteva ori a semnalului total de intrare de o parte și de cealaltă a lui 0, la ieșire obținându-se un semnal ce comută în consecință.

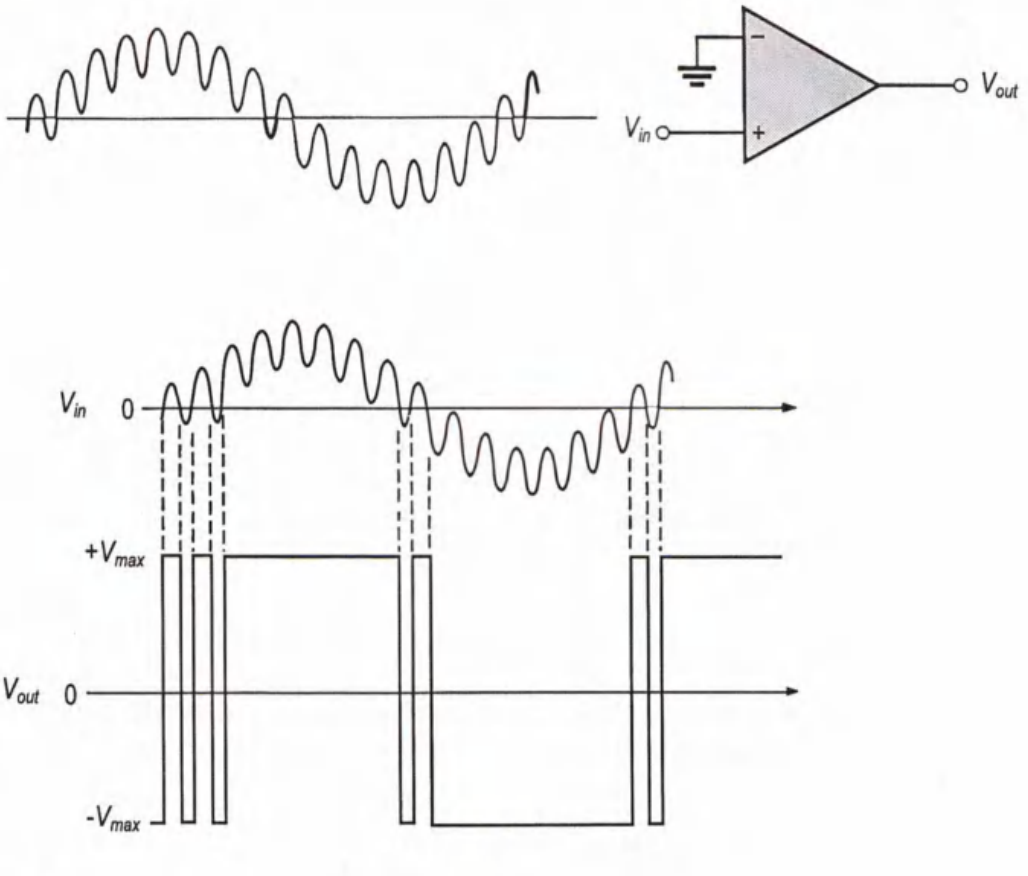


FIGURA 14-6

Efectele zgomotului asupra unui circuit de comparare.

Reducerea efectelor zgomotului cu ajutorul histerezisului

Comutarea dezordonată a tensiunii de ieșire datorită zgomotului are loc deoarece comutarea stărilor comparatorului cu AO se produce, în ambele sensuri (de la negativ la pozitiv și de la pozitiv la negativ), la același nivel al tensiunii de intrare. Această funcționare instabilă se întâlnește la valori ale tensiunii de intrare foarte apropiate de tensiunea de referință, când orice mică fluctuație provocată de zgomot duce la comutarea stării comparatorului întâi într-un sens, apoi în sensul opus.

Pentru a micșora sensibilitatea la zgomot a comparatorului se utilizează o metodă prin care se adaugă o buclă de reacție pozitivă, denumită **histerezis**. În principiu, prin histerezis se înțelege că valoarea tensiunii de referință este mai mare în cazul în care semnalul de intrare traversează pragul dinspre valori mai mici către valori mai mari, decât la trecerea de la valori mai mari la valori mai mici. Sunteți familiarizat cu fenomenul de histerezis de la aparatele electrocasnice de încălzire reglabile cu termostat, care intră în funcțiune la o valoare a temperaturii și se deconectează la alta.

Nivelurile de referință sunt denumite prag superior (PS) și prag inferior (PI). Cele două praguri de histerezis se pot introduce prin atașarea unui circuit de reacție pozitivă, ca în fig. 14-7. Remarcați că la intrarea neinversoare (+) este conectat un divizor de tensiune rezistiv așa încât o parte din tensiunea de ieșire să fie adusă la intrare. În acest caz, semnalul de intrare se aplică pe intrarea inversoare (–).

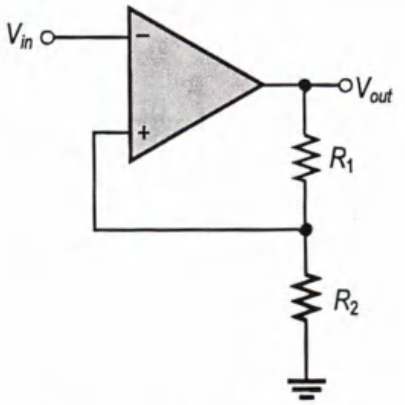


FIGURA 14-7
Comparator cu reacție pozitivă pentru histerezis.

Principiul de funcționare al comparatorului cu histerezis este descris în continuare și este ilustrat în fig. 14-8. Să considerăm că tensiunea de ieșire are valoarea sa maximă pozitivă, $+V_{out(max)}$. Tensiunea adusă la intrarea neinversoare este V_{PS} și are expresia:

$$V_{PS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{out(max)}) \tag{14-1}$$

Când tensiunea de intrare, V_{in}, depășește V_{PS}, tensiunea de ieșire scade la valoarea sa maximă negativă, $-V_{out(max)}$. În acest caz, tensiunea adusă la intrarea neinversoare este V_{PI} și are expresia:

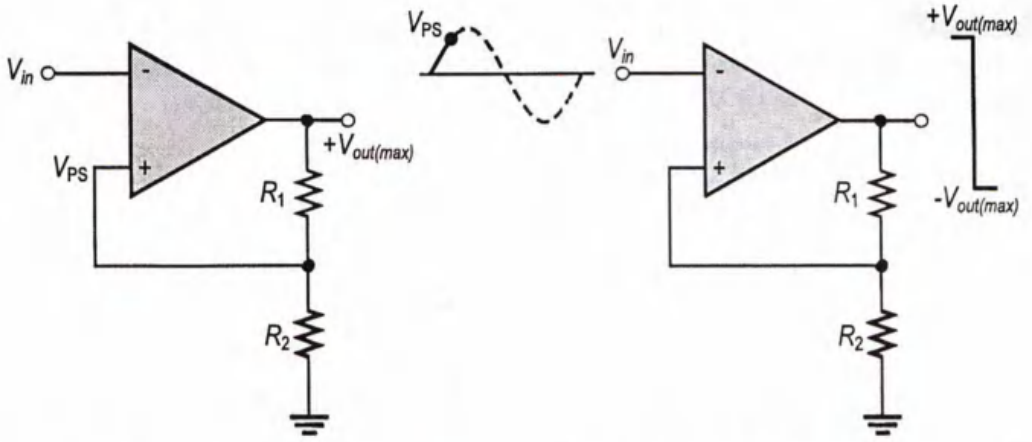
$$V_{PI} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{out(max)}) \tag{14-2}$$

Acum, tensiunea de intrare trebuie să scadă sub V_{PI} pentru ca dispozitivul să comute din nou de la tensiunea maximă negativă la cea maximă pozitivă. Aceasta înseamnă că o mică tensiune de zgomot nu mai poate afecta semnalul de ieșire, cum arată fig. 14-8(e).

Comparatorul cu histerezis este cunoscut și sub denumirea de **trigger*** **Schmitt**. Mărimea zonei de histerezis este dată de cele două niveluri de prag.

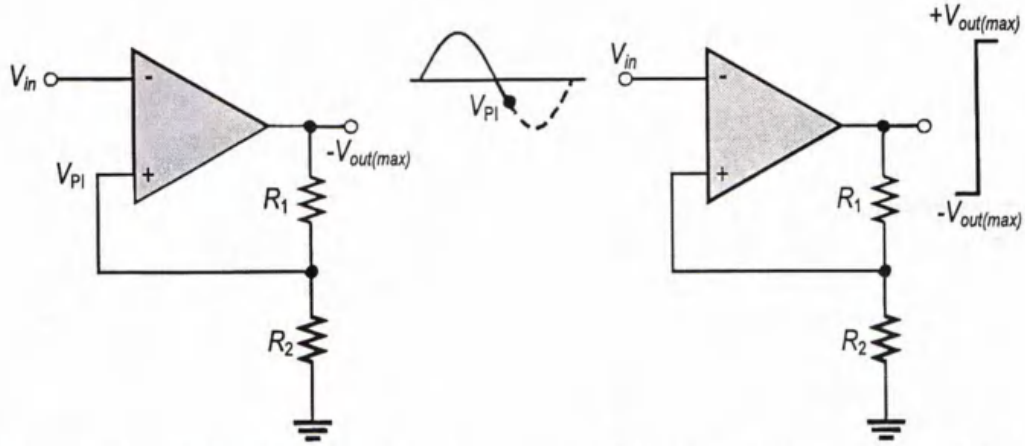
$$V_H = V_{PS} - V_{PI} \tag{14-3}$$

* Circuit de declanșare (în limba engleză). (n.t.)



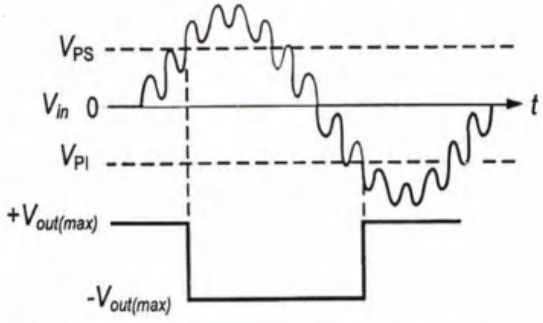
(a) La ieşire se culege tensiunea pozitivă maximă.

(b) Tensiunea de intrare depăşeşte V_{PS}; la ieşire are loc comutarea de la tensiunea pozitivă maximă la tensiunea negativă maximă.



(c) La ieşire se culege tensiunea negativă maximă.

(d) Tensiunea de intrare scade sub V_{PI}; tensiunea de ieşire comută din nou de la maximul negativ la maximul pozitiv.



(e) Dispozitivul comută doar o dată la valorile V_{PS} şi V_{PI}; prin urmare, este imun la zgomotul suprapus pe semnalul de intrare.

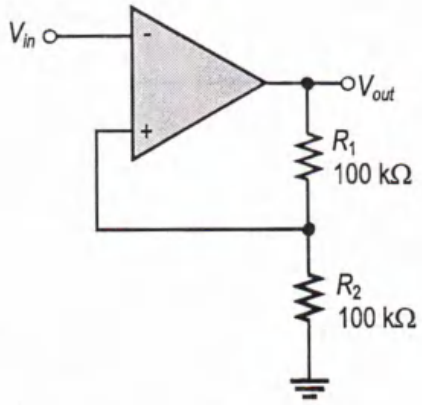
FIGURA 14-8

Funcţionarea comparatorului cu histerezis.

EXEMPLUL 14-2

Determinați pragurile superior și inferior pentru comparatorul cu histerezis din fig. 14-9. Se cunosc: $+V_{out(max)} = +5$ V, $-V_{out(max)} = -5$ V.

FIGURA 14-9



Rezolvare

$$V_{PS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{out(max)}) = 0{,}5(5\,\text{V}) = \mathbf{+2{,}5\,V}$$

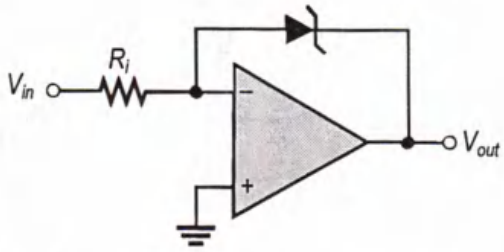
$$V_{PS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{out(max)}) = 0{,}5(-5\,\text{V}) = \mathbf{-2{,}5\,V}$$

Exercițiu complementar Determinați cele două praguri de histerezis ale comparatorului din fig. 14-9 dacă $R_1 = 68$ kΩ și $R_2 = 82$ kΩ. Nivelurile maxime ale tensiunii de ieșire sunt de ±7 V.

Limitarea tensiunii de ieşire*

Pentru unele aplicații este necesară **limitarea** tensiunilor de ieșire ale comparatorului la valori mai mici decât cele caracteristice stării de saturație a AO. În acest scop se poate folosi o diodă Zener conectată ca în fig. 14-10, care limitează tensiunea de ieșire la valoarea de stabilizare, într-unul dintre sensuri, și la valoarea căderii de tensiune pe diodă în conducție directă, în celălalt sens.

FIGURA 14-10
Comparator cu limitare a tensiunii de ieşire.



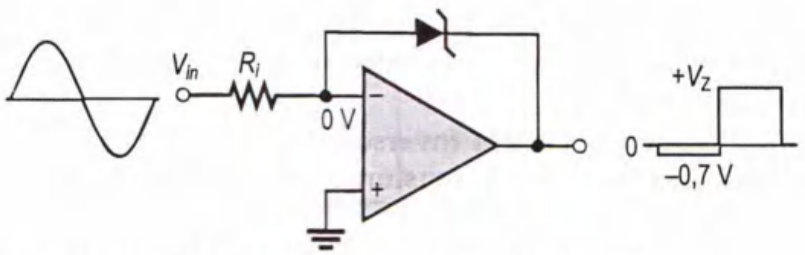
Iată cum funcționează montajul. Deoarece anodul diodei Zener este conectat la intrarea inversoare (–), el se află practic la masă (≅ 0 V). În consecință, când tensiunea de ieșire atinge valoarea pozitivă egală cu tensiunea de stabilizare Zener, ea este limitată la acea valoare, cum arată fig. 14-11. Când semnalul de ieșire devine negativ, dioda Zener se comportă ca orice diodă de uz general, fiind polarizată direct la o cădere de tensiune

* În limba engleză, *output bounding*. (n.t.)

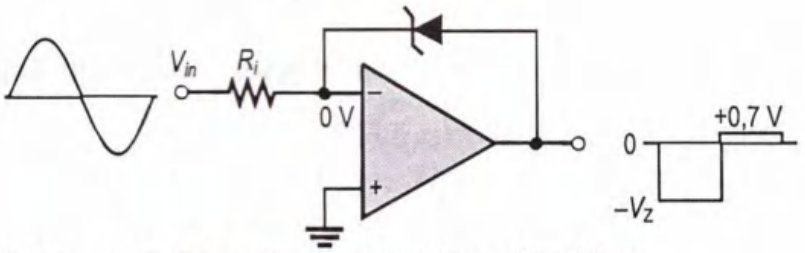
de 0,7 V și limitând tensiunea negativă de ieșire la această valoare, cum observați în desen. Dacă se inversează polaritatea diodei Zener, limitarea tensiunii de ieșire se produce invers.

FIGURA 14-11

Funcționarea comparatorului cu limitare a tensiunii de ieşire.



(a) Limitarea tensiunii de ieşire pozitive la valoarea de stabilizare

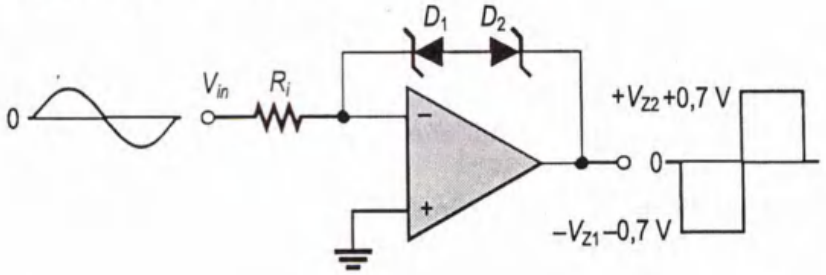


(b) Limitarea tensiunii de ieşire negative la valoarea de stabilizare

Două diode Zener conectate ca în fig. 14-12 limitează tensiunea de ieșire la o valoare egală cu suma dintre tensiunea Zener și căderea de tensiune în polarizare directă (0,7 V), în ambele sensuri (pozitiv și negativ), cum ilustrează desenul.

FIGURA 14-12

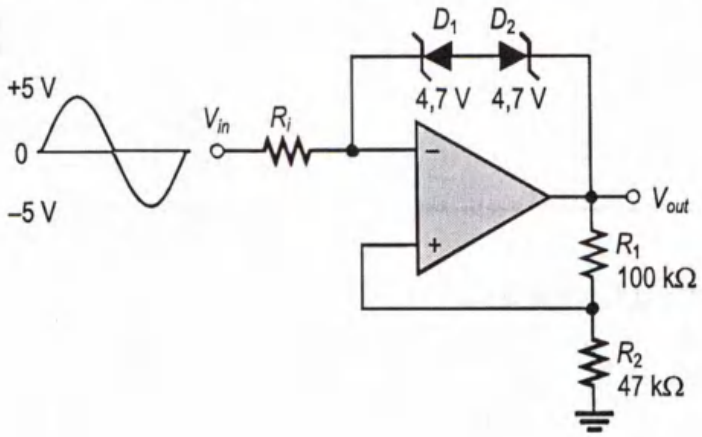
Comparator cu limitare dublă.



EXEMPLUL 14-3

Determinați forma de undă a tensiunii de ieșire pentru circuitul din fig. 14-13.

FIGURA 14-13



Rezolvare

Comparatorul din figură are atât buclă de histerezis, cât și circuit de limitare cu diode Zener.

Căderea de tensiune pe D_1 și D_2, în ambele sensuri, este de 4,7 V + 0,7 V = 5,4 V, din cauză că, în orice moment, una dintre diode este polarizată direct, iar cealaltă lucrează în regim de străpungere.

Tensiunea de pe intrarea inversoare (–) a AO este $V_{out} \pm 5{,}4$ V. Întrucât tensiunea diferențială este neglijabilă, tensiunea de pe intrarea neinversoare (+) a AO este, cu aproximație, tot $V_{out} \pm 5{,}4$ V. Deci:

$$V_{R1} = V_{out} - (V_{out} \pm 5{,}4\,\text{V}) = \pm 5{,}4\,\text{V}$$

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{\pm 5{,}4\,\text{V}}{100\,\text{k}\Omega} = \pm 54\,\mu\text{A}$$

Întrucât curentul de la intrarea neinversoare este neglijabil,

$$I_{R2} = I_{R1} = \pm 54\,\mu\text{A}$$

$$V_{R2} = (R_2)(I_{R2}) = (47\,\text{k}\Omega)(\pm 5{,}4\,\mu\text{A}) = \pm 2{,}54\,\text{V}$$

$$V_{out} = V_{R1} + V_{R2} = \pm 5{,}4\,\text{V} \pm 2{,}54\,\text{V} = \pm 7{,}94\,\text{V}$$

Pragurile de histerezis superior (PS) și inferior (PI) sunt:

$$V_{PS} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)(+V_{out}) = \left(\frac{47\,\text{k}\Omega}{147\,\text{k}\Omega}\right)(+7{,}94\,\text{V}) = +2{,}54\,\text{V}$$

$$V_{PI} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)(-V_{out}) = \left(\frac{47\,\text{k}\Omega}{147\,\text{k}\Omega}\right)(-7{,}94\,\text{V}) = -2{,}54\,\text{V}$$

Forma de undă obținută la ieșire când la intrare se aplică semnalul dat este prezentată în fig. 14-14.

Exercițiu complementar Determinați pragurile de histerezis ale circuitului din fig. 14-13 dacă R_1 = 150 kΩ, R_2 = 68 kΩ și diodele Zener au tensiunea de stabilizare de 3,3 V.

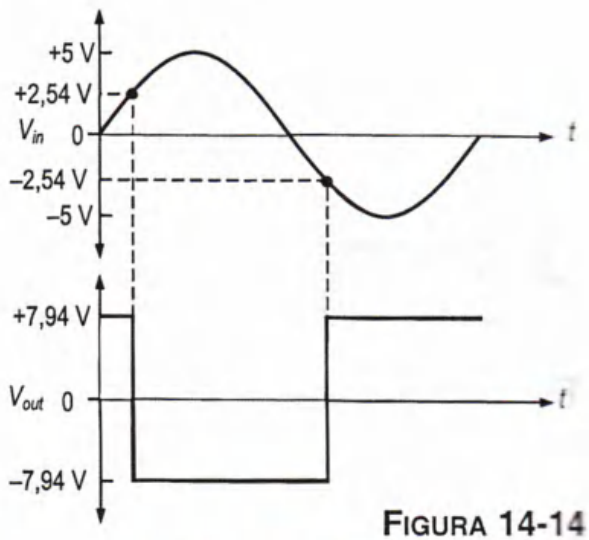
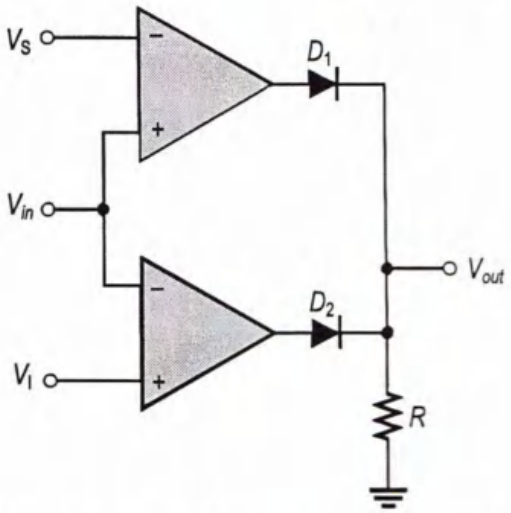


FIGURA 14-14

Comparatorul cu fereastră

Două comparatoare cu AO, conectate ca în fig. 14-15, formează o configurație cunoscută sub denumirea de *comparator cu fereastră*. Un asemenea circuit detectează semnalele situate între anumite limite, una superioară și una inferioară, care formează „fereastra".

FIGURA 14-15
Comparator cu fereastră elementar.



Limitele superioară și inferioară se stabilesc prin tensiunile de referință notate V_S și V_I. Acestea pot proveni de la divizoare de tensiune, diode Zener sau orice alt tip de sursă de tensiune. Atâta timp cât V_{in} este încadrată în fereastră (este mai mică decât V_S și mai mare decât V_I), ieșirea fiecărui comparator se află la nivelul de saturație inferior. În acest caz, ambele diode sunt polarizate invers și V_{out} este menținută la valoarea zero prin rezistorul conectat la masă. Dacă V_{in} depășește V_S sau scade sub V_I, ieșirea comparatorului corespunzător atinge nivelul de saturație superior. Astfel, dioda devine polarizată direct, iar la ieșire se obține nivelul superior al V_{out}. Funcționarea circuitului este ilustrată în fig. 14-16, pentru V_{in} variind arbitrar.

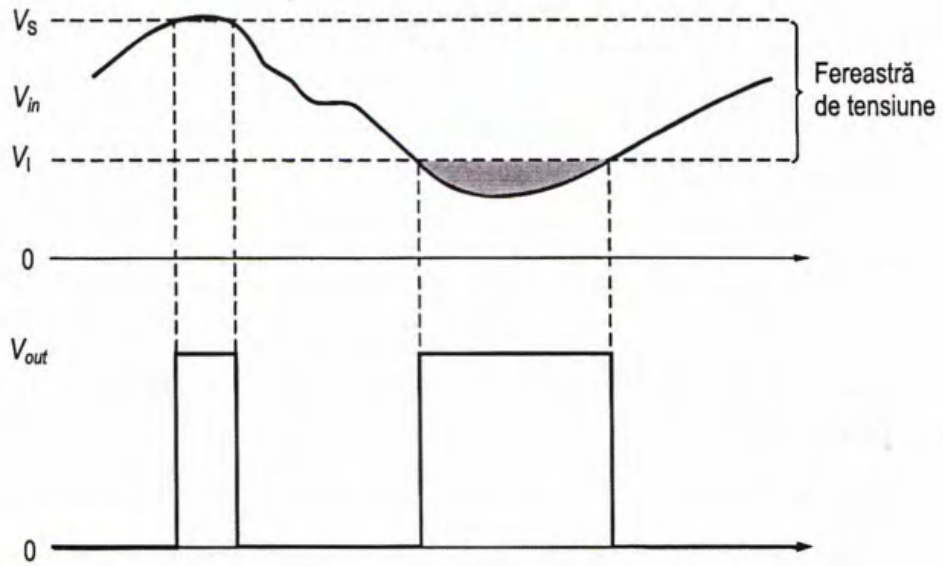


FIGURA 14-16
Exemplificarea funcționării comparatorului cu fereastră.

Aplicație: Circuit cu comparator pentru sesizarea depășirii temperaturii

În fig. 14-17 este prezentat un comparator cu AO utilizat într-un circuit de sesizare cu precizie a depășirii unei valori de temperatură, cu ajutorul căruia se determină dacă temperatura a atins o anumită valoare critică. Circuitul este o punte Wheatstone, iar AO este folosit pentru a detecta dacă puntea este la echilibru. Pe una dintre laturile punții se află un termistor (R_1), adică un rezistor termosensibil cu coeficientul de temperatură negativ (rezistența termistorului scade la creșterea temperaturii). Potențiometrul (R_2) este fixat la o valoare egală cu cea pe care o are termistorul la temperatura critică. La temperaturi normale (sub cea critică), R_1 este mai mare decât R_2, creându-se astfel un dezechilibru al punții care face ca la ieșirea AO să rezulte un semnal de saturație de nivel mic, iar tranzistorul T_1 să rămână blocat.

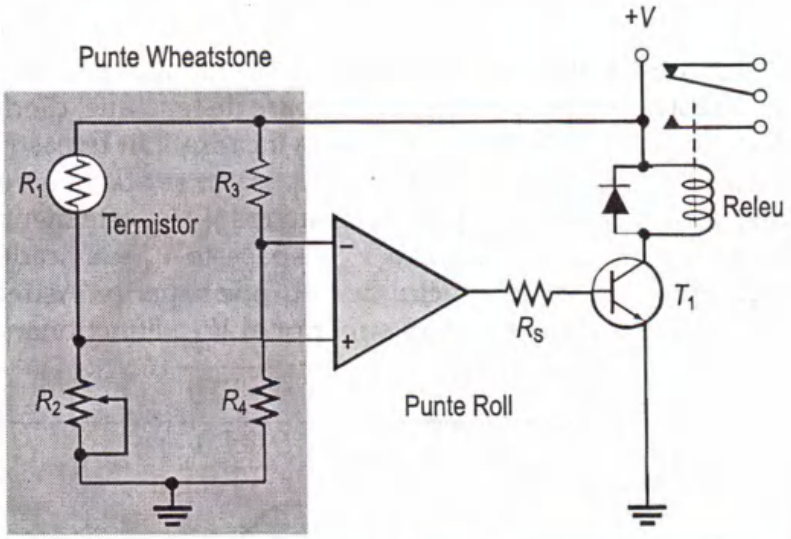


FIGURA 14-17
Circuit de sesizare a depășirii unei temperaturi.

Pe măsură ce temperatura crește, rezistența termistorului scade. La temperatura critică, R_1 devine egală cu R_2 și puntea ajunge la echilibru (întrucât $R_3 = R_4$). În această situație, semnalul de ieșire al AO comută la nivelul de saturație mare, deschizând tranzistorul T_1. Ca urmare, releul comută, putând să pună în funcțiune o alarmă sau un element de execuție, în funcție de măsurile necesare la depășirea temperaturii.

Aplicație: Circuit de conversie analogic-digital (A/D) cu comparatoare

Conversia A/D este o metodă frecvent utilizată la interfața dintre un sistem liniar **analogic** și unul **digital**, care trebuie să primească date de la cel dintâi. Conversia A/D poate fi efectuată în mai multe moduri, însă deocamdată ne vom limita la unul singur.

Conversia A/D *simultană** utilizează comparatoare conectate în paralel, care compară semnalul liniar de intrare cu diferite tensiuni de referință culese de pe un divizor de tensiune. Când tensiunea de intrare depășește tensiunea de referință a unui comparator, la ieșirea acelui comparator apare un semnal de nivel mare. În fig. 14-18 este prezentat un convertor analogic-digital (CAD) la a cărui ieșire apar numere binare de trei cifre ce reprezintă valori ale tensiunii de intrare analogice, care este variabilă. Pentru realizarea unui asemenea convertor sunt necesare șapte comparatoare. În general, pentru obținerea

* În limba engleză, *simultaneous* sau *flash*. (n.t.)

unor numere binare cu n cifre sunt necesare $2^n - 1$ comparatoare. Numărul mare de comparatoare necesar pentru reprezentarea cu o precizie rezonabilă a unei valori constituie unul dintre dezavantajele conversiei A/D simultane. Principalul avantaj este timpul de conversie foarte scurt.

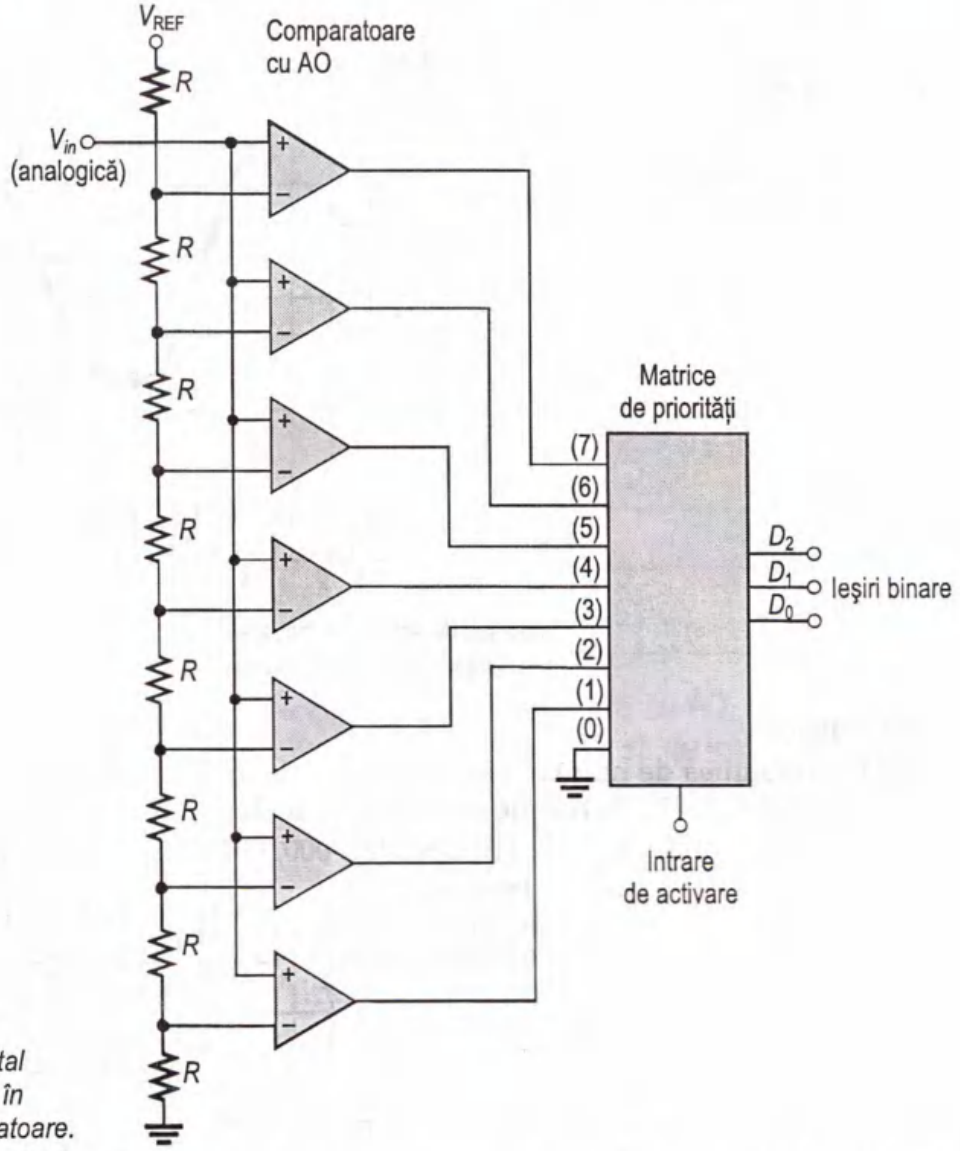


FIGURA 14-18

Convertor analogic-digital (CAD) simultan, cu AO în configurație de comparatoare.

Tensiunea de referință aferentă fiecărui comparator este dată de circuitul rezistiv de divizare a tensiunii V_{REF}. Ieșirea fiecărui comparator este conectată la o intrare a *matricei de priorități*. Aceasta este un dispozitiv digital ce generează un număr binar reprezentând cea mai mare valoare de la intrare.

Matricea preia un eșantion din semnalul de intrare atunci când primește un impuls de activare (impuls de eșantionare) și generează la ieșiri un număr binar de trei cifre, proporțional cu valoarea semnalului analogic de intrare.

Viteza de eșantionare determină precizia cu care succesiunea de numere binare redă variațiile semnalului de intrare. Un număr mai mare de eșantioane prelevate într-un anumit interval de timp înseamnă o mai mare precizie de reprezentare în formă digitală a semnalului analogic.

Exemplul care urmează ilustrează modul de funcționare al CAD simultan din fig. 14-18.

EXEMPLUL 14-4

Determinați succesiunea de numere binare de trei cifre ce rezultă din conversia A/D simultană, realizată cu circuitul din fig. 14-18, a semnalului de intrare din fig. 14-19, eșantionat conform impulsurilor reprezentate. Trasați formele de undă ce se obțin la ieșirea digitală.

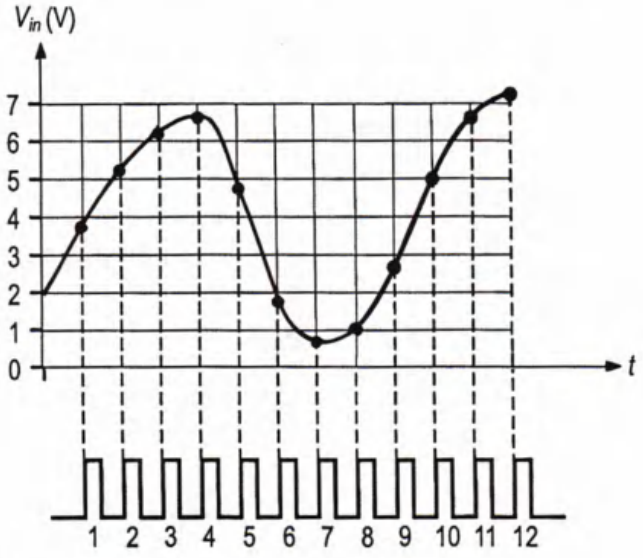


FIGURA 14-19

Eșantionarea valorilor unui semnal analogic în vederea conversiei în formă digitală.

Rezolvare

Iată succesiunea de numere binare obținute la ieșire și reprezentarea ca diagrame de impulsuri în fig. 14-20, în funcție de impulsurile de eșantionare.

011, 101, 110, 110, 100, 001, 000, 001, 010, 101, 110, 111

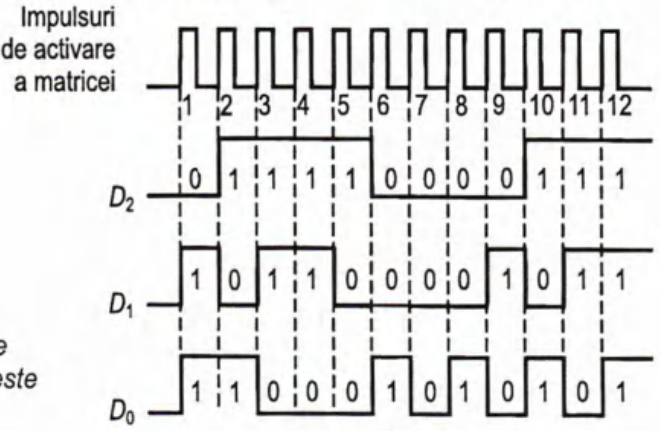


FIGURA 14-20

Ieșirile digitale reprezentând valorile eșantioanelor din figura 14-19. D_0 este cifra cea mai puțin semnificativă.

Exercițiu complementar Dacă frecvența impulsurilor de eșantionare din fig. 14-19 se dublează, succesiunea de numere binare obținută la ieșire va reda semnalul analogic cu precizie mai mare sau mai mică?

SECȚIUNEA 14-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce tensiuni de referință au comparatoarele din fig. 14-21?
2. Ce rol are histerezisul la un comparator?
3. Ce reprezintă *limitarea* la un comparator?

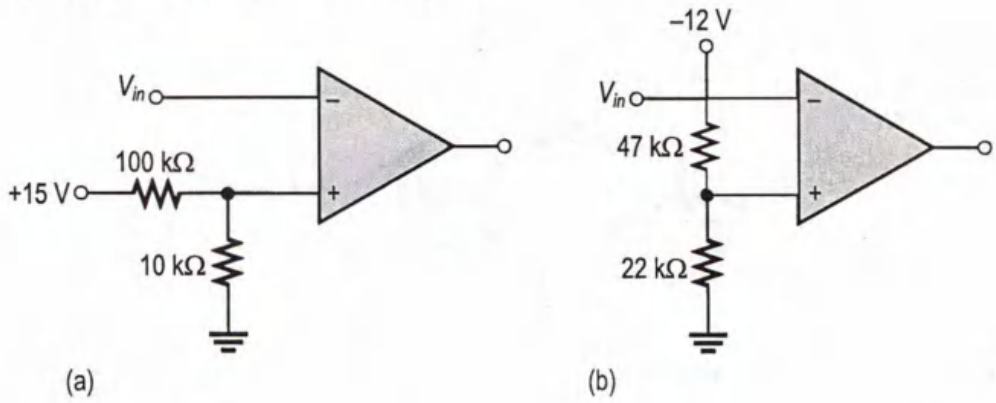


FIGURA 14-21

14-2 AMPLIFICATOARE SUMATOARE

Amplificatorul sumator este o variantă a configurației inversoare cu AO, studiată în capitolul 12. El are două sau mai multe intrări, iar tensiunea sa de ieșire este proporțională cu suma algebrică a tensiunilor de intrare, precedată de semnul minus. Din secțiunea de față veți afla cum funcționează amplificatorul sumator și veți cunoaște două variante ale acestuia – amplificatorul de mediere și amplificatorul ponderat.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați funcționarea câtorva tipuri de amplificatoare sumatoare

- ▶ Să descrieți funcționarea amplificatorului sumator cu câștig unitar
- ▶ Să arătați cum se poate obține un anumit câștig, mai mare decât cel unitar
- ▶ Să descrieți funcționarea unui amplificator de mediere
- ▶ Să descrieți funcționarea unui sumator ponderat
- ▶ Să arătați cum se utilizează sumatorul ponderat pentru realizarea conversiei digital-analogic

Amplificatorul sumator cu câștig unitar

În fig. 14-22 este prezentat un amplificator sumator cu două intrări, dar se pot realiza amplificatoare cu orice număr de intrări. Iată cum funcționează circuitul și cum se deduce expresia semnalului de ieșire. Pe cele două intrări se aplică tensiunile V_{IN1} și, respectiv, V_{IN2}, care generează curenții I_1, respectiv I_2, marcați pe desen.

Utilizând conceptele de impedanță de intrare infinită și masă virtuală, putem deduce că intrarea inversoare (–) a AO este la aproximativ 0 V și că prin acea intrare nu circulă

curent. Aceasta înseamnă că ambii curenți de intrare, I_1 și I_2, se întâlnesc în punctul de însumare și formează curentul total (I_T), care circulă prin R_r, cum vedeți în fig. 14-22.

$$I_T = I_1 + I_2$$

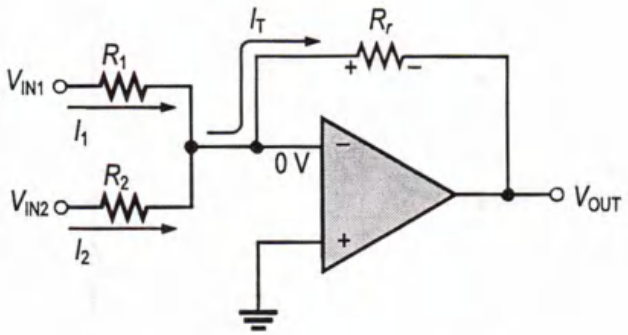


FIGURA 14-22
Amplificator sumator inversor cu două intrări.

Întrucât $V_{OUT} = -I_T R_r$, se calculează:

$$V_{OUT} = -(I_1 + I_2)R_r = -\left(\frac{V_{IN1}}{R_1} + \frac{V_{IN2}}{R_2}\right)R_r$$

Dacă toate cele trei rezistoare sunt identice ($R_1 = R_2 = R_r = R$), atunci:

$$V_{OUT} = -\left(\frac{V_{IN1}}{R} + \frac{V_{IN2}}{R}\right)R = -(V_{IN1} + V_{IN2})$$

Această expresie arată că tensiunea de ieșire este suma celor două tensiuni de intrare.

Formula (14-4) este expresia generală a tensiunii de ieșire a unui amplificator sumator cu câștig unitar, cu n intrări, ca acela din fig. 14-23, toate rezistoarele fiind identice.

$$V_{OUT} = -(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3} + \ldots + V_{INn}) \quad (14\text{-}4)$$

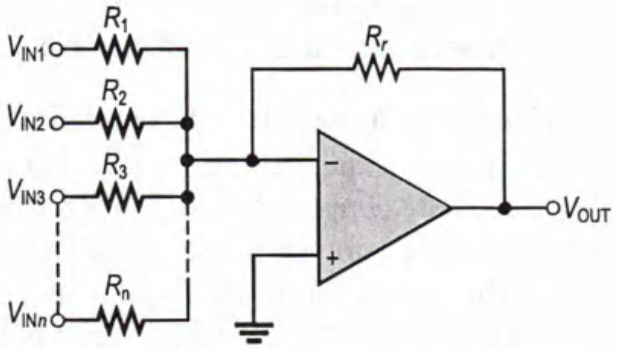


FIGURA 14-23
Amplificator sumator cu n intrări.

EXEMPLUL 14-5

Determinați tensiunea de ieșire a circuitului din fig. 14-24.

Rezolvare

$$V_{OUT} = -(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3}) =$$
$$= -(3\,V + 1\,V + 8\,V) = \mathbf{-12\,V}$$

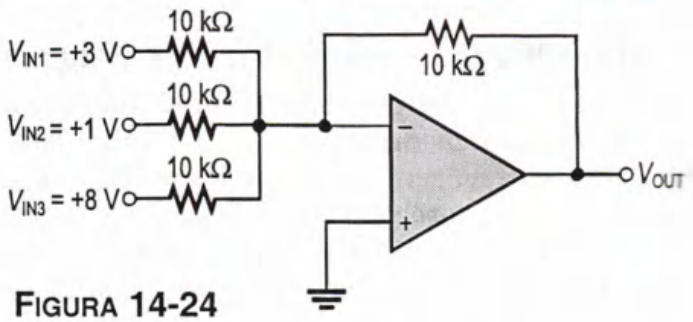


FIGURA 14-24

Exercițiu complementar Dacă la circuitul din fig. 14-24 se adaugă o a patra intrare, de +0,5 V, cu un rezistor de 10 kΩ, cât va fi tensiunea de ieșire?

Amplificatorul sumator cu câștig mai mare decât unitatea

Dacă R_r are o valoare mai mare decât cea a rezistoarelor de intrare, amplificatorul are câștigul R_r/R, unde R este valoarea fiecăruia dintre rezistoarele de intrare. Expresia generală a tensiunii de ieșire este:

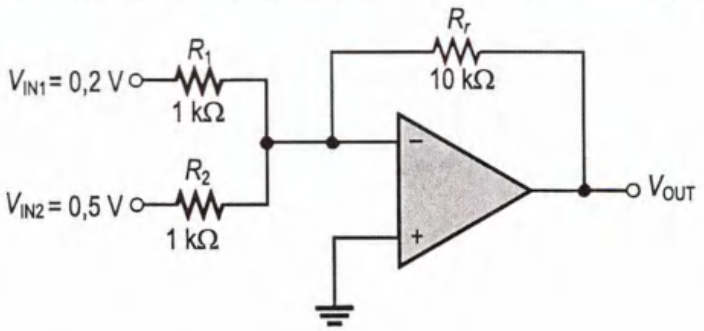
$$V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2} + \ldots + V_{INn}) \qquad (14\text{-}5)$$

După cum observați, tensiunea de ieșire este suma tuturor tensiunilor de intrare înmulțită cu o constantă egală cu raportul R_r/R.

EXEMPLUL 14-6

Determinați tensiunea de ieșire a amplificatorului sumator din fig. 14-25.

FIGURA 14-25



Rezolvare

R_r = 10 kΩ și $R = R_1 = R_2$ = 1 kΩ. Prin urmare:

$$V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2}) = -\frac{10\,k\Omega}{1\,k\Omega}(0,2\,V + 0,5\,V) = -10(0,7\,V) = -7\,V$$

Exercițiu complementar Determinați tensiunea de ieșire a circuitului din fig. 14-25 dacă ambele rezistoare de intrare sunt de 2,2 kΩ, iar rezistorul de reacție este de 18 kΩ.

Amplificatorul de mediere

Amplificatorul sumator poate fi realizat astfel ca la ieșirea sa să se obțină media aritmetică a tensiunilor de intrare. Pentru aceasta se alege raportul R_r/R egal cu inversul numărului de intrări (n).

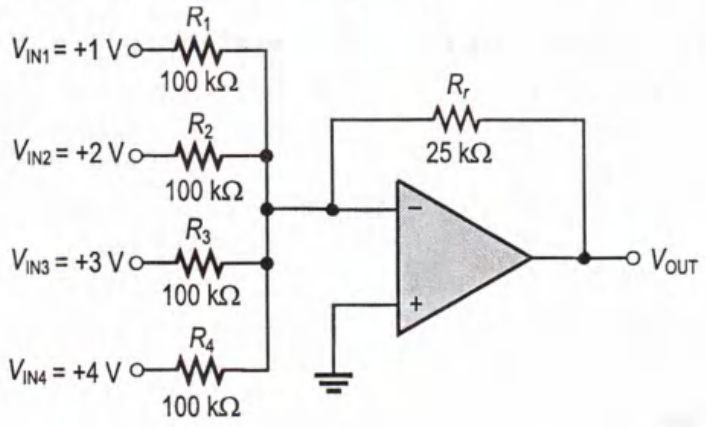
$$\frac{R_r}{R} = \frac{1}{n}$$

Media aritmetică a unor numere se obține adunând acele numere și împărțind suma obținută la numărul de numere. Dacă priviți formula (14-5) și vă gândiți bine, veți ajunge la concluzia că se poate obține media aritmetică folosind un amplificator sumator. Exemplul următor ilustrează această afirmație.

EXEMPLUL 14-7

Demonstrați că amplificatorul din fig. 14-26 furnizează la ieșire un semnal a cărui mărime este media aritmetică a tensiunilor de intrare.

FIGURA 14-26



Rezolvare

Deoarece rezistoarele de intrare sunt identice, R = 100 kΩ. Tensiunea de ieșire este:

$$V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3} + V_{IN4})$$

$$= -\frac{25\,\text{k}\Omega}{100\,\text{k}\Omega}(1\,\text{V} + 2\,\text{V} + 3\,\text{V} + 4\,\text{V}) = -\frac{1}{4}(10\,\text{V}) = -2{,}5\,\text{V}$$

Un calcul simplu arată că media tensiunilor de intrare are aceeași valoare ca V_{OUT} și semnul opus.

$$V_{IN(med)} = \frac{1\,\text{V} + 2\,\text{V} + 3\,\text{V} + 4\,\text{V}}{4} = \frac{10\,\text{V}}{4} = 2{,}5\,\text{V}$$

Exercițiu complementar Arătați ce modificări trebuie aduse amplificatorului de mediere din fig. 14-26 pentru a accepta cinci intrări.

Sumatorul ponderat

Prin utilizarea unor rezistoare de intrare de valori diferite, fiecărei intrări a unui amplificator sumator i se poate atribui o pondere diferită în sumă. După cum știți, tensiunea de ieșire are expresia:

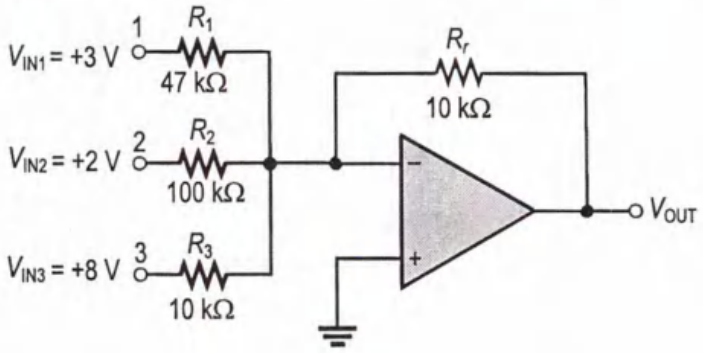
$$V_{OUT} = -\left(\frac{R_r}{R_1}V_{IN1} + \frac{R_r}{R_2}V_{IN2} + \ldots + \frac{R_r}{R_n}V_{INn}\right) \quad (14\text{-}6)$$

Ponderea unei anumite intrări este determinată de raportul dintre R_r și rezistența intrării respective. De exemplu, dacă tensiunea uneia dintre intrări trebuie să aibă ponderea 1, se alege $R = R_r$. Dacă se dorește ca ponderea să fie de 0,5, se alege $R = 2\,R_r$. Cu cât este mai mică valoarea rezistenței de intrare, R, cu atât mai mare este ponderea și reciproc.

EXEMPLUL 14-8

Determinați ponderea fiecărei tensiuni de la intrările sumatorului ponderat din fig. 14-27 și calculați tensiunea de ieșire.

FIGURA 14-27



Rezolvare

Ponderea intrării 1: $\frac{R_r}{R_2} = \frac{10\,\text{k}\Omega}{47\,\text{k}\Omega} = \mathbf{0{,}213}$

Ponderea intrării 2: $\frac{R_r}{R_2} = \frac{10\,\text{k}\Omega}{100\,\text{k}\Omega} = \mathbf{0{,}100}$

Ponderea intrării 3: $\frac{R_r}{R_3} = \frac{10\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} = \mathbf{1{,}00}$

Tensiunea de ieșire este:

$$V_{OUT} = -\left(\frac{R_r}{R_1}V_{IN1} + \frac{R_r}{R_2}V_{IN2} + \frac{R_r}{R_3}V_{IN3}\right) = -[0{,}213(3\,\text{V}) + 0{,}100(2\,\text{V}) + 1{,}00(8\,\text{V})]$$

$$= -(0{,}639\,\text{V} + 0{,}2\,\text{V} + 8\,\text{V}) = \mathbf{-8{,}84\,V}$$

Exercițiu complementar Determinați ponderea fiecărei tensiuni de intrare din fig. 14-27 dacă R_1 = 22 kΩ, R_2 = 82 kΩ, R_3 = 56 kΩ și R_r = 10 kΩ. Calculați și V_{OUT}.

O aplicație a sumatorului ponderat: Conversia digital-analogic (D/A)

Conversia D/A este un proces important prin care se realizează interfața între semnale sub formă digitală și semnale analogice (liniare). De exemplu, un semnal reprezentând sunetul unei voci poate fi transpus sub formă digitală în vederea înregistrării, prelucrării sau transmiterii și apoi trebuie readus, cu aproximație, în forma inițială, de semnal audio, pentru a fi aplicat unui difuzor.

Una dintre metodele de conversie D/A utilizează un sumator ponderat ale cărui rezistoare de intrare au valori ce reprezintă ponderea cifrelor binare din codul semnalului digital de intrare. Figura 14-28 prezintă un asemenea convertor digital-analogic (CDA) pentru patru cifre (numit și *CDA cu rezistoare ponderate binar*). Simbolurile de comutator reprezintă comutatoare realizate cu tranzistoare pentru aplicarea la intrări a celor patru valori binare.

Intrarea inversoare (–) se află la masa virtuală, deci tensiunea de ieșire este proporțională cu curentul prin rezistorul de reacție R_r (suma curenților de intrare).

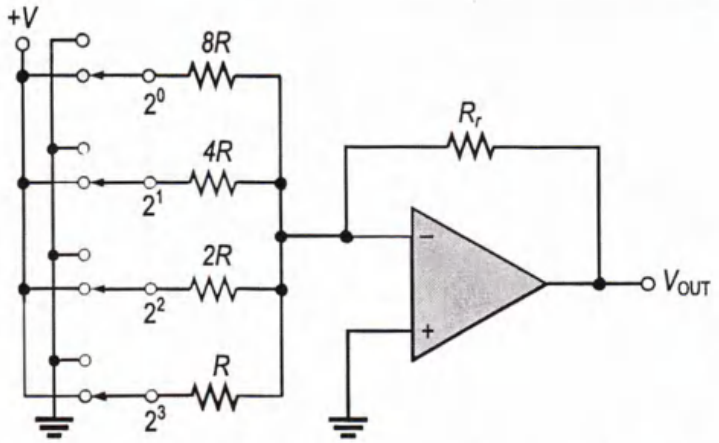


FIGURA 14-28

Sumator ponderat utilizat drept convertor digital-analogic (CDA) pentru patru cifre.

Rezistorul R, cu cea mai mică valoare, corespunde intrării ponderate binar de cel mai înalt nivel (2^3). Toate celelalte rezistoare au valori multipli de R și corespund ponderilor binare 2^2, 2^1 și 2^0.

EXEMPLUL 14-9

Determinați tensiunea de ieșire a CDA din fig. 14-29(a). La intrări se aplică succesiunea de valori codate binar cu patru cifre, reprezentată de formele de undă din fig. 14-29(b). Nivelul logic superior corespunde cifrei binare 1, iar nivelul logic inferior, cifrei binare 0. Cifra cea mai puțin semnificativă este D_0.

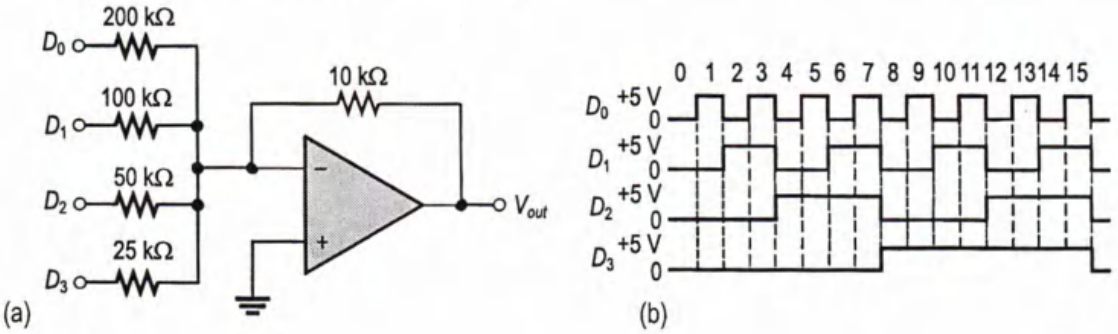


FIGURA 14-29

Rezolvare

Întâi se calculează curenții corespunzători fiecăreia dintre intrările ponderate. Întrucât intrarea inversoare a AO este la 0 V (masă virtuală), iar cifra binară 1 corespunde nivelului logic superior (+5 V), curentul prin oricare dintre rezistoarele de intrare se obține împărțind 5 V la rezistența respectivă.

$$I_0 = \frac{5\,\text{V}}{200\,\text{k}\Omega} = 0{,}025\,\text{mA}$$

$$I_1 = \frac{5\,\text{V}}{100\,\text{k}\Omega} = 0{,}05\,\text{mA}$$

$$I_2 = \frac{5\,\text{V}}{50\,\text{k}\Omega} = 0{,}1\,\text{mA}$$

$$I_3 = \frac{5\,\text{V}}{25\,\text{k}\Omega} = 0{,}2\,\text{mA}$$

La intrarea inversoare a AO nu există curent aproape deloc din cauza impedanței de intrare extrem de mari. Prin urmare, se presupune că tot curentul de intrare circulă prin R_r. Având în vedere că unul dintre capetele lui R_r se află la 0 V (masă virtuală), căderea de tensiune pe R_r este egală cu tensiunea de ieșire, care apare însă negativă față de masa virtuală.

$$V_{OUT(D0)} = (10\,k\Omega)(-0{,}025\,mA) = \mathbf{-0{,}25\,V}$$

$$V_{OUT(D1)} = (10\,k\Omega)(-0{,}05\,mA) = \mathbf{-0{,}5\,V}$$

$$V_{OUT(D2)} = (10\,k\Omega)(-0{,}1\,mA) = \mathbf{-1\,V}$$

$$V_{OUT(D3)} = (10\,k\Omega)(-0{,}2\,mA) = \mathbf{-2\,V}$$

În fig. 14-29(b), prima valoare binară de intrare este 0000, care generează la ieșire o tensiune de 0 V. Următoarea valoare de intrare este 0001 (1 în sistemul zecimal). Tensiunea de ieșire corespunzătoare acestei valori este de –0,25 V. Valoarea următoare, 0010, produce o tensiune de ieșire de –0,5 V. Numărul ce urmează este 0011, căruia îi corespunde o tensiune de ieșire de –0,25 V + (–0,5 V) = –0,75 V. Fiecare valoare binară succesivă mărește tensiunea de ieșire cu –0,25 V. Deci, în cazul acestei succesiuni ordonate a valorilor de la intrare, semnalul de ieșire este sub formă de trepte pornind de la 0 V până la –3,75 V, o treaptă având –0,25 V, ca în fig. 14-30. Dacă treptele au dimensiuni foarte mici, semnalul de ieșire poate fi aproximat printr-o dreaptă (este liniar).

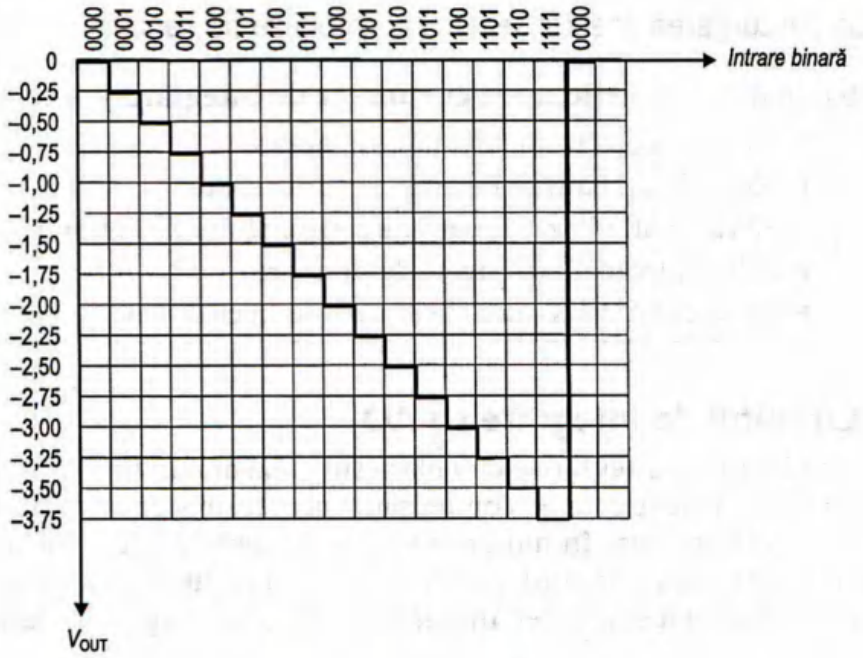


FIGURA 14-30

Exercițiu complementar Dacă rezistorul de 200 kΩ din fig. 14-29(a) se înlocuiește cu unul de 400 kΩ, trebuie schimbate și valorile celorlalte rezistoare? În cazul unui răspuns afirmativ, precizați noile valori.

SECȚIUNEA 14-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este punctul de însumare?
2. Care este valoarea raportului R_f/R în cazul unui amplificator de mediere cu cinci intrări?
3. Un sumator ponderat are două intrări, una dintre intrări având ponderea dublă față de cealaltă. Dacă valoarea rezistorului de la intrarea cu ponderea mai mică este de 10 kΩ, ce valoare are rezistorul de la cealaltă intrare?

14-3 CIRCUITE DE INTEGRARE ŞI DE DERIVARE

Un circuit de integrare cu AO simulează integrarea matematică, aceasta fiind, în principiu, o operație de însumare prin care se află aria totală situată sub graficul unei funcții. Un circuit de derivare cu AO simulează derivarea matematică, adică operația prin care se calculează viteza instantanee de variație a unei funcții. Însă în momentul de față nu este nevoie să cunoașteți operațiile matematice de integrare și derivare pentru a înțelege cum funcționează un circuit de integrare și unul de derivare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

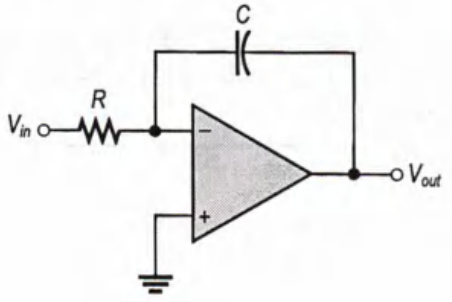
Să analizați funcționarea circuitelor de integrare și a celor de derivare

- Să recunoașteți un circuit de integrare
- Să explicați cum se încarcă un condensator
- Să calculați viteza de variație a semnalului de la ieșirea unui circuit de integrare
- Să recunoașteți un circuit de derivare
- Să calculați tensiunea de ieșire a unui circuit de derivare

Circuitul de integrare cu AO

Un **circuit de integrare** elementar este prezentat în fig. 14-31. Remarcați că elementul din bucla de reacție este un condensator, care formează un circuit *RC* împreună cu rezistorul de intrare. Deși, în mod normal, se folosește un rezistor de valoare mare conectat în paralel cu condensatorul, pentru a se limita câștigul, modul de funcționare al circuitului nu este afectat și nu vom insista asupra acestui aspect în desfășurarea analizei.

FIGURA 14-31
Circuit de integrare cu AO.



Încărcarea condensatorului Pentru a înțelege cum funcționează circuitul de integrare este necesar să reamintim cum se încarcă un condensator. Sarcina Q a condensatorului este proporțională cu curentul de încărcare (I_C) și cu timpul (t) în care condensatorul se încarcă.

$$Q = I_C t$$

Ca funcție de tensiune, expresia sarcinii unui condensator este:

$$Q = CV_C$$

Din cele două relații, tensiunea de pe condensator se poate exprima sub forma:

$$V_C = \left(\frac{I_C}{C}\right) t$$

Aceasta este ecuația unei drepte cu originea în zero și cu panta constantă I_C/C. Amintiți-vă de la geometrie că ecuația generală a dreptei este $y = mx + b$. În cazul nostru, $y = V_C$, $m = I_C/C$, $x = t$ și $b = 0$.

Mai amintiți-vă că într-un circuit RC simplu tensiunea de pe condensator nu este liniară, ci exponențială. Explicația constă în faptul că intensitatea curentului de încărcare scade continuu pe măsură ce condensatorul se încarcă, ceea ce face ca viteza de variație a tensiunii să scadă continuu. Un AO și un circuit RC pot forma un circuit de integrare deoarece curentul de încărcare a condensatorului este menținut constant, ceea ce duce la apariția unei tensiuni liniare în locul uneia exponențiale. Să demonstrăm această afirmație.

În fig. 14-32, intrarea inversoare (–) a AO se află la masa virtuală (0 V), deci căderea de tensiune pe R_i este egală cu V_{in}. Prin urmare, curentul de intrare este:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_i}$$

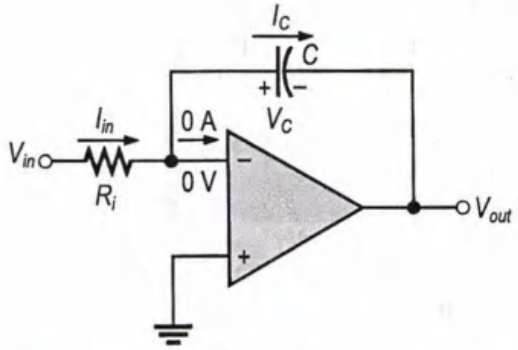


FIGURA 14-32
Curenții printr-un circuit de integrare.

Dacă V_{in} este o tensiune constantă, atunci și I_{in} este o constantă deoarece intrarea inversoare se află în permanență la 0 V, menținând constantă căderea de tensiune pe R_i. Din cauza impedanței de intrare foarte mari a AO, curentul prin intrarea inversoare este neglijabil. În consecință, tot curentul de intrare circulă prin condensator, ca în fig. 14-32, deci:

$$I_C = I_{in}$$

Tensiunea pe condensator Dacă I_{in} este constant, și I_C este constant. I_C, de valoare constantă, încarcă liniar condensatorul și generează pe el o cădere de tensiune liniară. Armătura pozitivă a condensatorului este menținută la 0 V de masa virtuală a AO. Tensiunea de pe armătura negativă a condensatorului scade liniar, pornind de la zero, pe măsură ce condensatorul se încarcă, după cum observați în fig. 14-33. Această formă a tensiunii este denumită *rampă negativă*.

Tensiunea de ieșire V_{out} este chiar tensiunea de pe armătura negativă a condensatorului. Dacă la intrare se aplică o tensiune constantă, în formă de treaptă sau impuls (impulsurile au aceeași amplitudine la nivelul logic superior), tensiunea de ieșire prezintă o pantă negativă, scăzând până când AO ajunge la saturație la nivelul negativ maxim. Această situație este ilustrată în fig. 14-34.

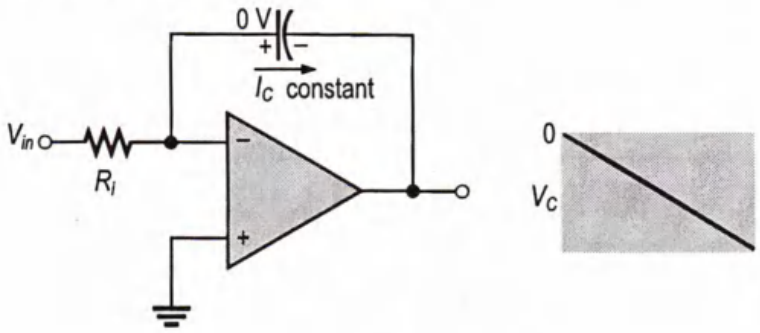


FIGURA 14-33

La bornele condensatorului C apare o tensiune liniară în rampă datorită curentului de încărcare constant.

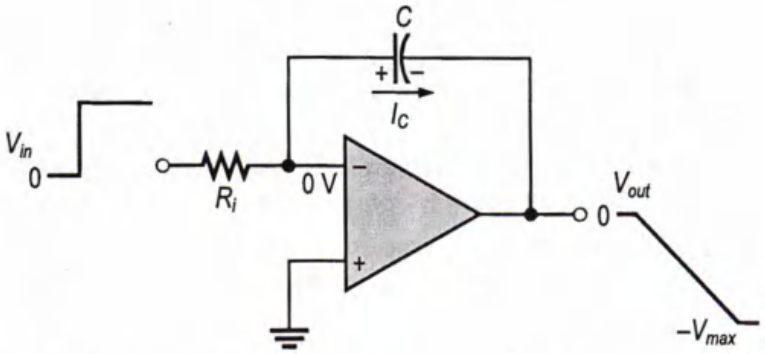


FIGURA 14-34

O tensiune de intrare constantă generează o tensiune în rampă la ieșirea unui circuit de integrare.

Viteza de variație a semnalului de ieșire Viteza de încărcare a condensatorului, deci și panta semnalului de ieșire în rampă, este dată de raportul I_C/C, așa cum am arătat. Întrucât $I_C = V_{in}/R_i$, viteza de variație sau panta tensiunii de la ieșirea circuitului de integrare este $\Delta V_{out}/\Delta t$.

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = -\frac{V_{in}}{R_i C} \tag{14-7}$$

Circuitele de integrare sunt utilizate în special în generatoarele de semnale triunghiulare, cum vom arăta în capitolul 17.

EXEMPLUL 14-10

(a) Determinați viteza de variație a tensiunii de ieșire ca răspuns la primul impuls dintr-un tren de impulsuri, în cazul circuitului de integrare din fig. 14-35(a). Tensiunea de ieșire este, inițial, zero.

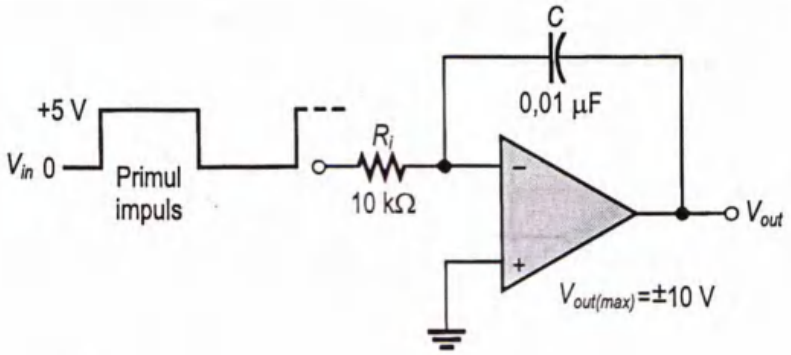
(b) Descrieți tensiunea de ieșire după aplicarea primului impuls. Trasați forma de undă a tensiunii de ieșire.

Rezolvare

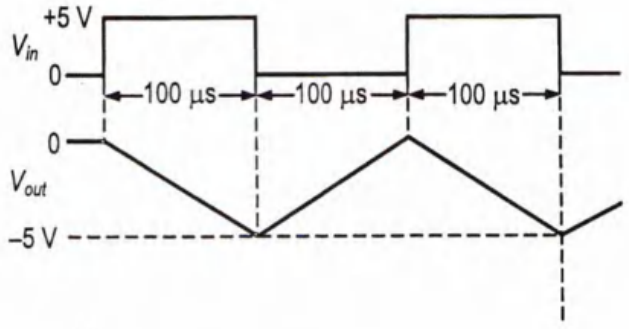
(a) Viteza de variație a tensiunii de ieșire în intervalul de timp în care impulsul de intrare are nivelul logic superior este:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = -\frac{V_{in}}{R_i C} = -\frac{5\,\text{V}}{(10\,\text{k}\Omega)(0{,}01\,\mu\text{F})} = -50\,\text{kV/s} = \mathbf{-50\,mV/\mu s}$$

FIGURA 14-35



(a)



(b)

(b) La punctul (a) s-a calculat o viteză de variație de –50 mV/μs. Când tensiunea de intrare este de +5 V, la ieșire se culege o tensiune în rampă, cu panta negativă. Aceasta scade în 100 μs.

$$\Delta V_{out} = (-50\,\text{mV/}\mu\text{s})(100\,\mu\text{s}) = -5\,\text{V}$$

Deci rampa descendentă ajunge la –5 V la sfârșitul impulsului. Dacă tensiunea de intrare este de 0 V, tensiunea de ieșire este o rampă ascendentă. Aceasta variază de la –5 V la 0 V în intervalul în care tensiunea de intrare este zero. La apariția impulsului următor, tensiunea de ieșire ia din nou forma unei rampe descendente, care atinge –5 V la sfârșitul celui de-al doilea impuls. Apoi la ieșire se ajunge iarăși la 0 V în timp ce la intrare sunt 0 V ș.a.m.d. Formele de undă sunt prezentate în fig. 14-35(b).

Exercițiu complementar Modificați schema circuitului de integrare din fig. 14-35 astfel încât tensiunea de ieșire să varieze de la 0 la –5 V în 50 μs, la același semnal de intrare.

Circuitul de derivare cu AO

Un **circuit de derivare** elementar este prezentat în fig. 14-36. Remarcați unde sunt plasate condensatorul și rezistorul, în comparație cu cele din circuitul de integrare. Aici, elementul de intrare este condensatorul. Circuitul de derivare generează la ieșire o tensiune proporțională cu viteza de variație a tensiunii de intrare. De obicei, se folosește un rezistor de valoare mică conectat în serie cu condensatorul, pentru a se limita astfel

câștigul, însă acest lucru nu afectează modul de funcționare și nu îl vom lua în considerație în desfășurarea analizei.

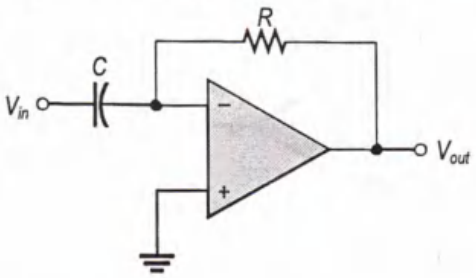


FIGURA 14-36

Circuit de derivare cu AO.

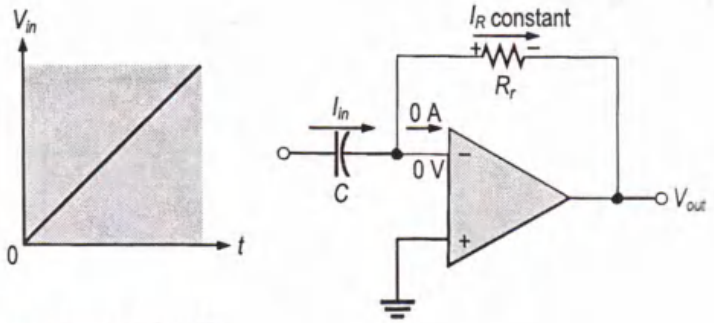


FIGURA 14-37

Circuit de derivare cu semnal de intrare în rampă.

Pentru a studia funcționarea circuitului de derivare se aplică la intrarea lui o rampă ascendentă de tensiune, ca în fig. 14-37. În acest caz, $I_C = I_{in}$, iar căderea de tensiune de pe condensator este în permanență egală cu V_{in} ($V_C = V_{in}$), din cauză că intrarea inversoare se găsește la masa virtuală.

Din formula de bază $V_C = (I_C/C)t$ se deduce curentul prin condensator:

$$I_C = \left(\frac{V_C}{t}\right)C$$

Întrucât curentul prin intrarea inversoare este neglijabil, $I_R = I_C$. Ambii curenți sunt constanți deoarece panta căderii de tensiune de pe condensator (V_C/t) este constantă. Tensiunea de ieșire este, de asemenea, constantă și egală cu tensiunea de la bornele R_r deoarece unul dintre terminalele rezistorului de reacție se află în permanență la 0 V (masa virtuală).

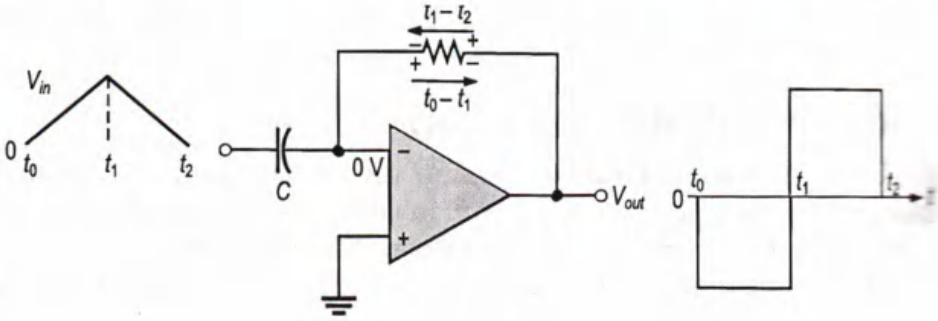
$$V_{out} = I_R R_r = I_C R_r$$

$$V_{out} = -\left(\frac{V_C}{t}\right)R_r C \qquad (14\text{-}8)$$

Tensiunea de ieșire este negativă când semnalul de intrare este o rampă ascendentă și pozitivă când la intrare semnalul este o rampă descendentă, ca în fig. 14-38. În intervalul de creștere a semnalului de intrare, condensatorul se încarcă de la sursa de semnal, iar curentul constant prin rezistorul de reacție are sensul marcat pe desen. În intervalul de scădere a semnalului de intrare, curentul circulă în sensul opus deoarece condensatorul se descarcă.

FIGURA 14-38

Semnalul de ieşire al unui circuit de derivare când la intrare se aplică o succesiune de rampe ascendente şi descendente (semnal triunghiular).



Remarcați că, în formula (14-8), termenul V_C/t reprezintă panta semnalului de intrare. Când panta crește, V_{out} crește, de asemenea. Dacă panta scade, scade și V_{out}. Prin urmare, tensiunea de ieșire este proporțională cu panta (viteza de variație) a semnalului de intrare. Constanta de proporționalitate este tocmai constanta de timp, R_rC.

EXEMPLUL 14-11

Aflați tensiunea de ieșire a circuitului de derivare cu AO din fig. 14-39 dacă la intrarea acestuia se aplică semnalul triunghiular dat.

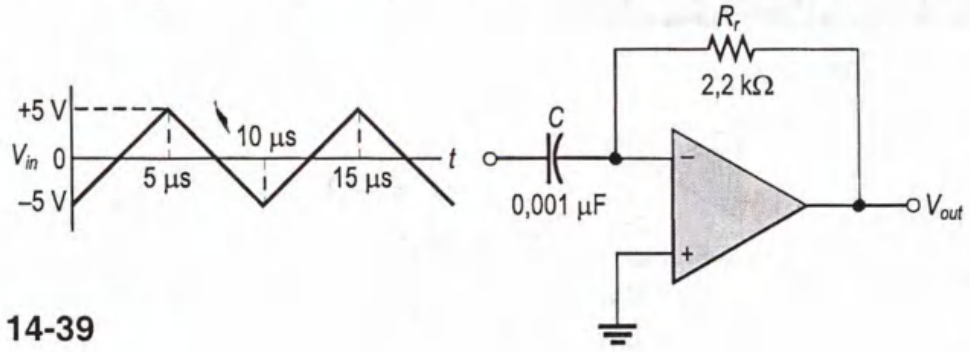


FIGURA 14-39

Rezolvare

Începând de la $t = 0$, semnalul de intrare este o rampă ascendentă ce variază de la –5 V la +5 V (o excursie de +10 V) în 5 μs. Apoi devine o rampă descendentă, ce coboară de la +5 V la –5 V (o excursie de –10 V) în 5 μs.

Constanta de timp este:

$$R_rC = (2,2\,\text{k}\Omega)(0,001\,\mu\text{F}) = 2,2\,\mu\text{s}$$

Panta sau viteza de variație (V_C/t) a rampei ascendente și tensiunea de ieșire se calculează astfel:

$$\frac{V_C}{t} = \frac{10\,\text{V}}{5\,\mu\text{s}} = 2\,\text{V}/\mu\text{s}$$

$$V_{out} = -\left(\frac{V_c}{t}\right)R_rC = -(2\,\text{V}/\mu\text{s})2,2\,\mu\text{s} = \mathbf{-4,4\,V}$$

Analog, panta rampei descendente este de –2 V/μs, iar tensiunea de ieșire este:

$$V_{out} = -(-2\,\text{V}/\mu\text{s})2,2\,\mu\text{s} = +4,4\,\text{V}$$

Forma de undă a tensiunii de ieșire apare, corelată cu semnalul de intrare, ca în fig. 14-40.

Exercițiu complementar Ce tensiune se obține la ieșire dacă rezistorul de reacție din fig. 14-39 se înlocuiește cu unul de 3,3kΩ?

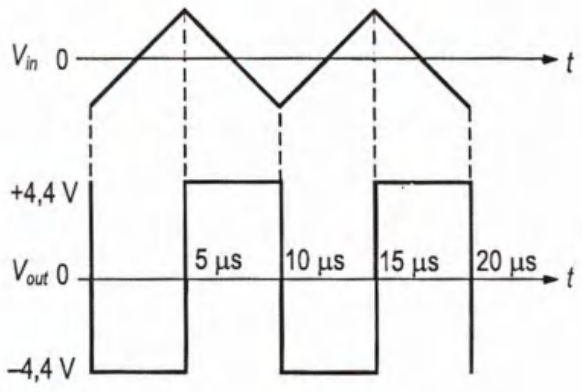


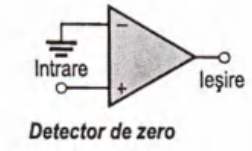
FIGURA 14-40

SECȚIUNEA 14-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

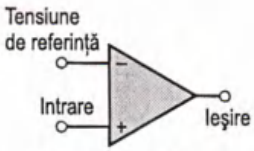
1. Care este elementul de reacție într-un circuit de integrare cu AO?
2. De ce, la aplicarea unei tensiuni de intrare constante, căderea de tensiune pe condensator este liniară?
3. Care este elementul de reacție într-un circuit de derivare cu AO?
4. Ce relație există între semnalele de ieșire și de intrare ale unui circuit de derivare?

Circuite cu AO – rezumat

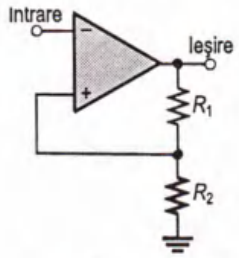
Comparatoare



Detector de zero



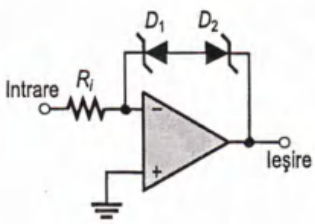
Detector de prag



$$V_{PS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{out(max)})$$

$$V_{PI} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{out(max)})$$

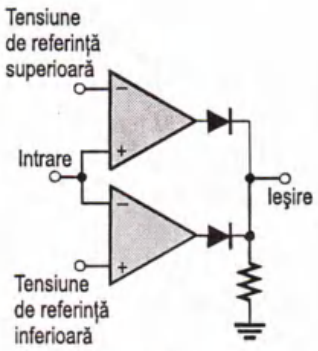
Comparator cu histerezis



$$+V_{out(max)} = V_{Z1} + 0{,}7\,V$$

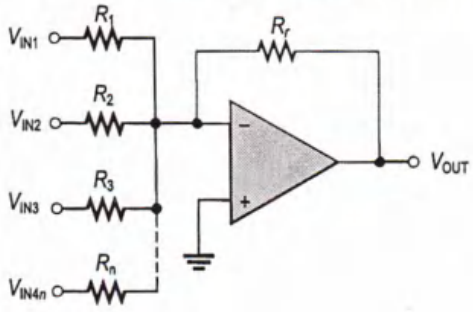
$$-V_{out(max)} = -(V_{Z2} + 0{,}7\,V)$$

Comparator cu limitare



Comparator cu fereastră

Amplificatoare sumatoare



Amplificator sumator

■ Amplificator cu câștig unitar:

$$R_r = R_1 = R_2 = R_3 = \ldots = R_n$$

$$V_{OUT} = -(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3} + \ldots + V_{INn})$$

■ Amplificator cu câștig supraunitar:

$$R_r > R$$

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = \ldots = R_n$$

$$V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3} + \ldots + V_{INn})$$

■ Amplificator de mediere:

$$\frac{R_r}{R} = \frac{1}{n}$$

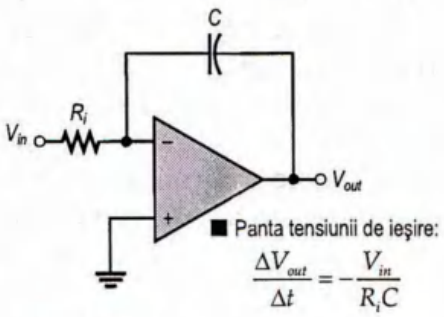
$$R = R_1 = R_2 = R_3 = \ldots = R_n$$

$$V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3} + \ldots + V_{INn})$$

■ Sumator ponderat:

$$V_{OUT} = -\left(\frac{R_r}{R_1}V_{IN1} + \frac{R_r}{R_2}V_{IN2} + \frac{R_r}{R_3}V_{IN3} + \ldots + \frac{R_r}{R_n}V_{INn}\right)$$

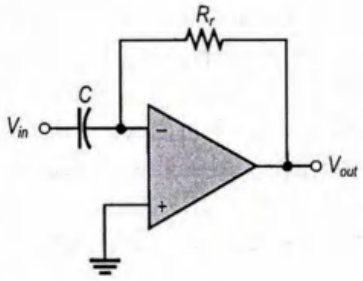
Circuit de integrare şi circuit de derivare



■ Panta tensiunii de ieşire:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = -\frac{V_{in}}{R_i C}$$

Circuit de integrare



■ Tensiunea de ieşire:

$$V_{out} = -\left(\frac{V_C}{t}\right) R_r C$$

$$V_C = V_{in}$$

Circuit de derivare

14-4 DEPANARE

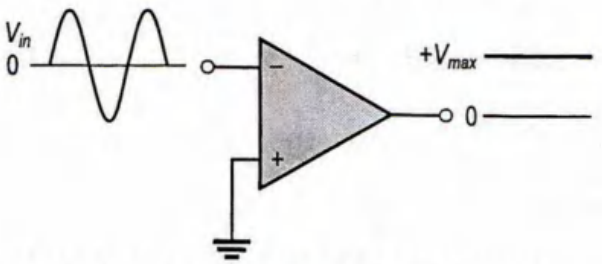
Deşi AO integrate sunt extrem de fiabile şi nu creează probleme, uneori pot apărea defecţiuni. Unul dintre defectele caracteristice este menţinerea ieşirii AO în stare de saturaţie, fie la nivelul superior, fie la cel inferior, indiferent de semnalul aplicat la intrare. De asemenea, defectarea componentelor exterioare poate determina diferite comportări incorecte ale circuitelor cu AO. În continuare vă prezentăm câteva exemple.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

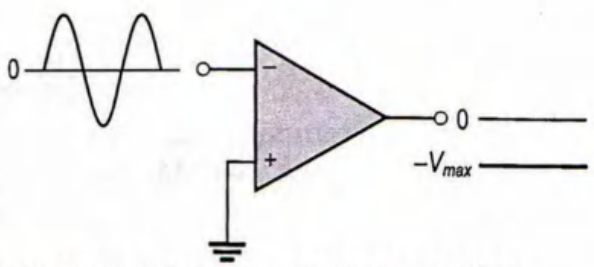
Să depanaţi circuite elementare cu AO

- Să identificaţi defectele circuitelor de comparare
- Să identificaţi defectele amplificatoarelor sumatoare

În fig. 14-41 este ilustrat un defect al unui circuit de comparare, al cărui simptom este insensibilitatea tensiunii de ieşire la variaţiile semnalului de intrare.



(a) Tensiunea de ieşire rămasă la valoarea maximă



(b) Tensiunea de ieşire rămasă la valoarea minimă

FIGURA 14-41

Defectarea internă a unui comparator are drept consecinţă rămânerea tensiunii de ieşire la una dintre valorile extreme.

Simptomele defectării componentelor exterioare din circuitele de comparare

În fig. 14-42 este prezentat un comparator cu limitare a tensiunii de ieșire cu diode Zener și cu histerezis. În afară de o defecțiune internă a AO, în acest circuit mai poate surveni defectarea unei diode Zener sau a unuia dintre rezistoare. Spre exemplu, să considerăm că una dintre diodele Zener s-a întrerupt. Din această cauză, nici una dintre diodele Zener nu mai funcționează și circuitul se comportă ca un comparator fără limitarea tensiunii de ieșire, ca în fig. 14-43(a). Dacă una dintre diode se străpunge, semnalul de ieșire va fi limitat numai în sensul corespunzător diodei ce funcționează corect, ca în fig. 14-43(b). În sensul opus, tensiunea de ieșire va fi menținută la nivelul căderii de tensiune directă de pe diodă.

FIGURA 14-42

Comparator cu limitare a tensiunii de ieşire.

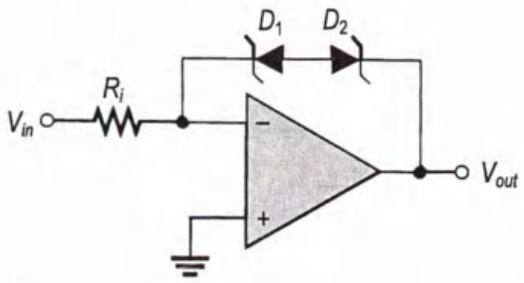
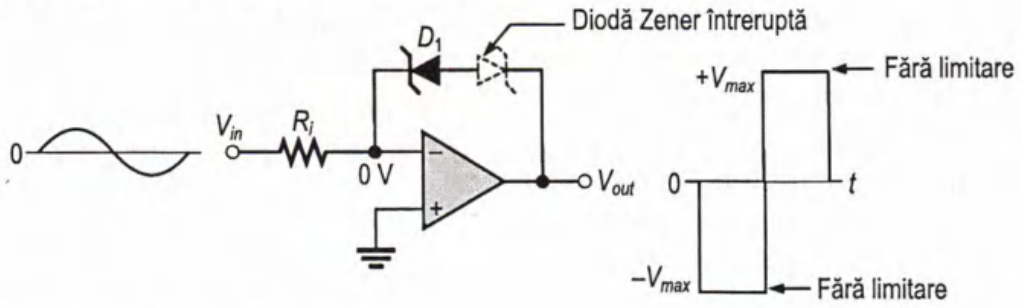
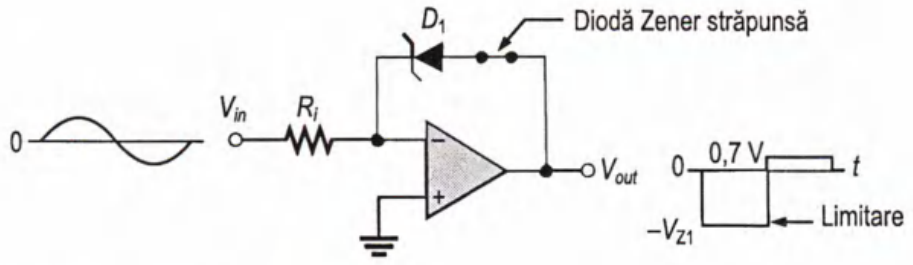


FIGURA 14-43

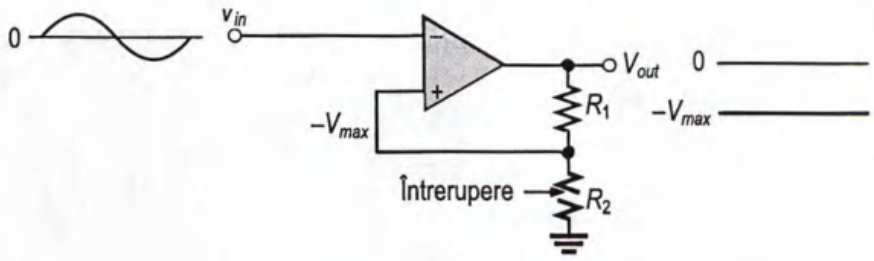
Exemple de defectări ale circuitelor de comparare şi efectele acestora.



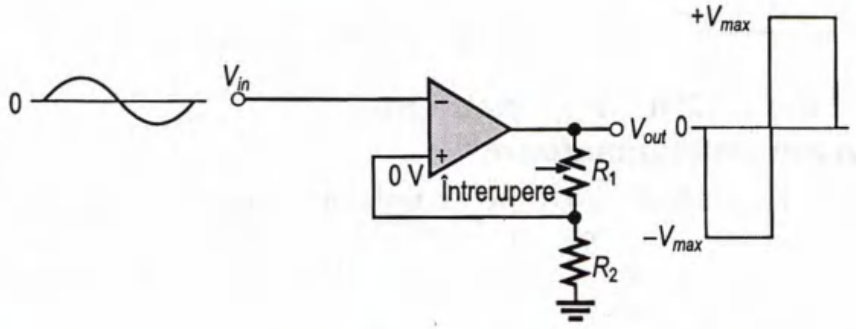
(a) Efectul întreruperii unei diode Zener



(b) Efectul străpungerii unei diode Zener



(c) Întreruperea rezistorului R_2 conduce la rămânerea semnalului de ieşire la o singură valoare



(d) Întreruperea rezistorului R_1 determină funcționarea circuitului ca detector de zero.

Amintiți-vă că prin R_1 și R_2 se fixează pragurile de histerezis, inferior și superior, la un comparator cu histerezis. Să presupunem că R_2 s-a întrerupt. Practic, toată tensiunea de ieșire este întoarsă la intrarea neinversoare (+) și, întrucât tensiunea de intrare nu o depășește niciodată pe cea de ieșire, dispozitivul va rămâne într-una dintre stările de saturație. Acest simptom mai poate proveni și de la o defecțiune internă a AO, așa cum am arătat anterior. Să considerăm acum că R_1 s-a întrerupt. În acest caz, intrarea neinversoare ajunge aproape la potențialul masei, determinând funcționarea circuitului ca detector de zero. Cazurile discutate sunt ilustrate în fig. 14-43(c) și (d).

EXEMPLUL 14-12

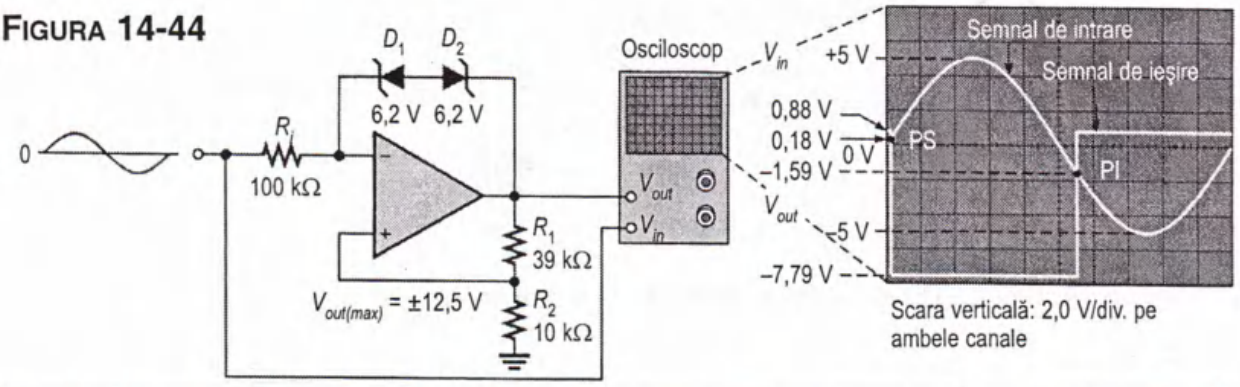
Unul dintre canalele unui osciloscop cu două spoturi este conectat la ieșirea unui comparator, iar celălalt, la intrarea acestuia, ca în fig. 14-44. Studiind formele de undă vizualizate, stabiliți dacă funcționarea circuitului este corectă; în cazul unui răspuns negativ, determinați defectul cel mai probabil.

Rezolvare

Semnalul de ieșire ar trebui să fie limitat la ±8,67 V, însă tensiunea pozitivă maximă este de +0,88 V, iar tensiunea negativă maximă este de –7,79 V. Acest lucru arată că D_2 este străpunsă. Revedeți analiza comparatorului cu limitare a tensiunii de ieșire din exemplul 14-3.

Exercițiu complementar Ce formă ar avea tensiunea de ieșire dacă s-ar străpunge D_1, nu D_2?

FIGURA 14-44



Simptomele defectării componentelor din amplificatoarele sumatoare

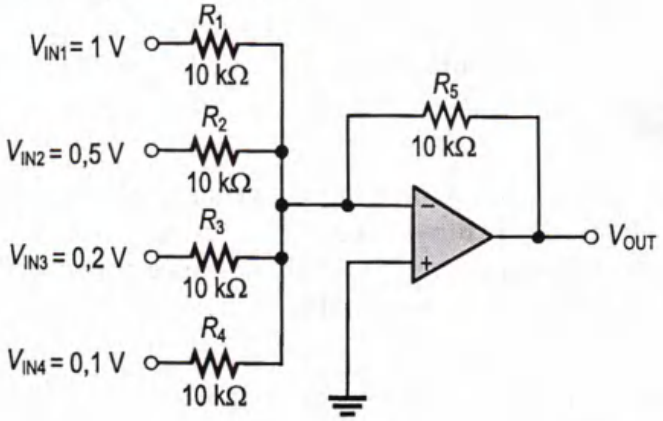
Dacă unul dintre rezistoarele de intrare ale unui amplificator sumator cu câștig unitar se întrerupe, tensiunea de ieșire va fi redusă, față de valoarea normală, cu valoarea tensiunii aplicate la intrarea întreruptă. Cu alte cuvinte, tensiunea de ieșire va fi egală cu suma tensiunilor de intrare rămase.

Dacă amplificatorul sumator are câștigul diferit de cel unitar, întreruperea unuia dintre rezistoarele de intrare va avea ca efect o scădere a tensiunii, față de valoarea normală, cu o valoare dată de produsul dintre câștig și tensiunea de la intrarea întreruptă.

EXEMPLUL 14-13

(a) Care este tensiunea normală de ieșire a circuitului din fig. 14-45?
(b) Ce tensiune se obține la ieșire dacă R_2 se întrerupe?
(c) Ce se întâmplă dacă R_5 se întrerupe?

FIGURA 14-45



Rezolvare

(a) $V_{OUT} = -(V_{IN1} + V_{IN2} + ... + V_{INn}) = -(1\,V + 0{,}5\,V + 0{,}2\,V + 0{,}1\,V) = \mathbf{-1{,}8\,V}$

(b) $V_{OUT} = -(1\,V + 0{,}2\,V + 0{,}1\,V) = \mathbf{-1{,}3\,V}$

(c) Dacă se întrerupe rezistorul de reacție, circuitul se comportă ca un comparator, iar la ieșire se obține $-V_{max}$.

Exercițiu complementar În fig. 14-45, R_5 = 47 kΩ. Ce tensiune se obține la ieșire dacă R_1 se întrerupe?

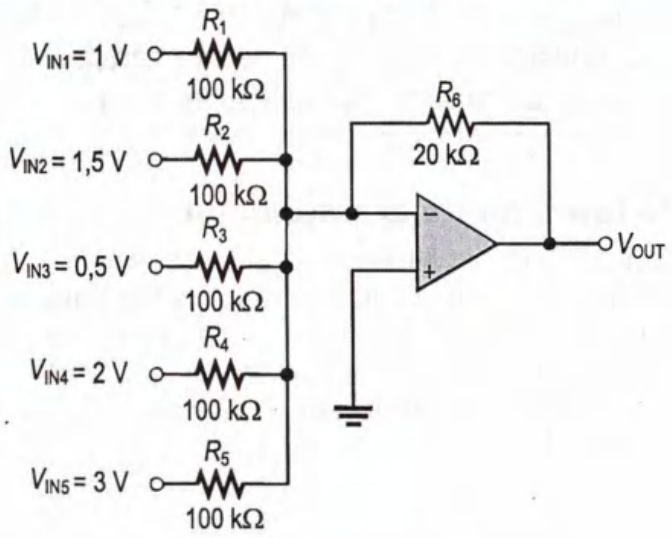
Să studiem, tot ca exemplu, cazul unui amplificator de mediere. Dacă se întrerupe un rezistor de intrare, la ieșire se obține o tensiune egală cu media tuturor tensiunilor de intrare, în care tensiunea corespunzătoare intrării întrerupte va fi considerată zero.

EXEMPLUL 14-14

(a) Care este tensiunea de ieșire normală a amplificatorului de mediere din fig. 14-46?

(b) Dacă R_4 se întrerupe, ce tensiune se obține la ieșire? Ce reprezintă această tensiune?

FIGURA 14-46



Rezolvare

Deoarece rezistoarele de intrare sunt identice, R = 100 kΩ. $R_r = R_6$.

(a) $$V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2} + \ldots + V_{INn})$$

$$= -\frac{20\,\text{k}\Omega}{100\,\text{k}\Omega}(1\,\text{V} + 1{,}5\,\text{V} + 0{,}5\,\text{V} + 3\,\text{V}) = -\frac{1}{5}(8\,\text{V}) = \mathbf{-1{,}6\,V}$$

(b) $$V_{OUT} = -\frac{20\,\text{k}\Omega}{100\,\text{k}\Omega}(1\,\text{V} + 1{,}5\,\text{V} + 0{,}5\,\text{V} + 3\,\text{V}) = -\frac{1}{5}(6\,\text{V}) = \mathbf{-1{,}2\,V}$$

1,2 V este media celor cinci tensiuni de intrare, în care intrarea de 2 V este considerată ca fiind de 0 V. Remarcați că tensiunea de ieșire *nu* este media celor patru tensiuni de intrare rămase.

Exercițiu complementar Dacă R_4 s-a întrerupt, ca în exemplul de mai sus, ce trebuie să faceți pentru ca tensiunea de ieșire să fie egală cu media celor patru tensiuni de intrare rămase?

SECȚIUNEA 14-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Descrieți unul dintre defectele de natură internă ale AO.
2. Dacă o funcționare incorectă se poate datora mai multor componente susceptibile a fi defecte, cum veți proceda pentru a izola defectul?

14-5 APLICAȚIE PRACTICĂ

Vi s-a repartizat în lucru un convertor analogic-digital (CAD), parte a unui sistem de înregistrare, având rolul de a transforma semnalul audio în semnal digital, în vederea înregistrării. În capitolul de față vi s-a prezentat una dintre metodele de conversie A/D, numită conversie simultană. Mai există alte câteva metode de conversie, iar în această aplicație s-a folosit metoda numită „cu pantă dublă*". Deși sistemul include multe circuite digitale, atenția noastră va fi îndreptată asupra cartelei ce conține circuitul CAD, realizat cu circuite cu AO ce vă sunt bine cunoscute acum.

Principiul de funcționare al sistemului

CAD cu pantă dublă din fig. 14-47 primește o tensiune de semnal audio, pe care o convertește în formă digitală, în vederea înregistrării. Tensiunea de semnal audio se aplică unui circuit de eșantionare. La anumite intervale de timp, cu ajutorul unor impulsuri de eșantionare se culeg valorile instantanee ale amplitudinii semnalului audio, care sunt transformate în valori proporționale de c.c., acestea fiind apoi prelucrate de celelalte circuite, sub formă digitală.

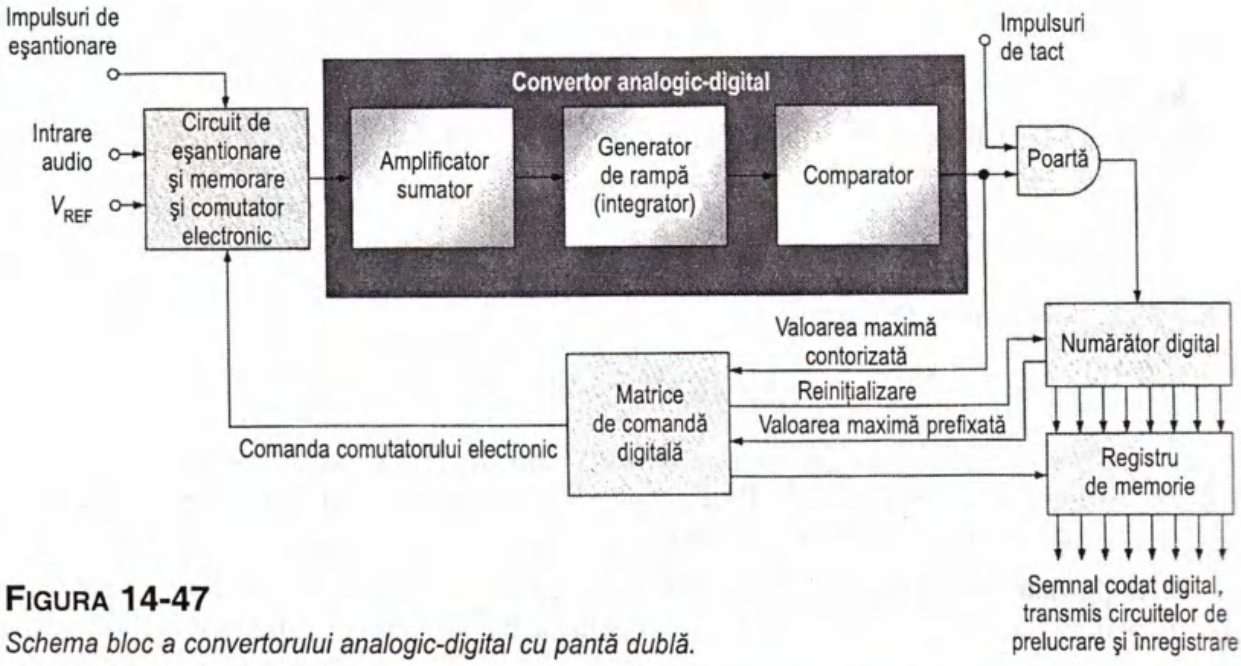


FIGURA 14-47

Schema bloc a convertorului analogic-digital cu pantă dublă.

Impulsurile de eșantionare au frecvența mult mai mare decât semnalul audio, deci numărul de eșantioane obținute este suficient de mare pentru ca reprezentarea digitală a semnalului să aibă o precizie satisfăcătoare. În fig. 14-48 este ilustrat, cu o aproximare largă, procesul de eșantionare. Cu cât frecvența impulsurilor de eșantionare este mai mare în comparație cu frecvența audio, cu atât reprezentarea semnalului în formă digitală are o precizie mai mare.

* În limba engleză, *dual-slope*. (n.t.)

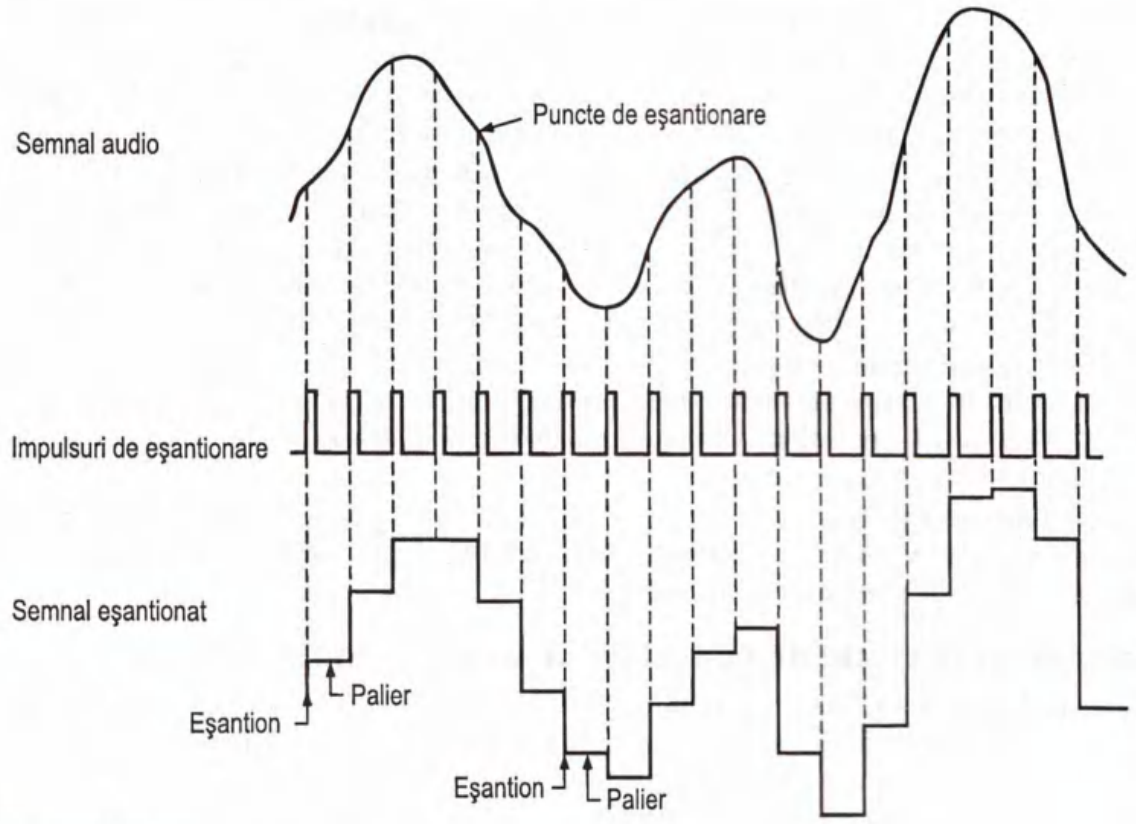


FIGURA 14-48

Ilustrarea procesului de eşantionare. Semnalul de ieşire al circuitului de eşantionare este reprezentat, pentru simplificare, ca o aproximare în limite foarte largi a tensiunii audio.

Amplificatorul sumator are o singură intrare activă la un moment dat. De exemplu, dacă este activă intrarea pentru semnalul audio, intrarea pentru tensiunea de referință este blocată (zero) și reciproc.

În intervalul de timp dintre două eșantioane consecutive, componenta continuă din circuitul de eșantionare este conectată electronic la amplificatorul sumator de pe cartela CAD. Ieșirea amplificatorului sumator furnizează semnalul de intrare în generatorul de rampă, care este un circuit de integrare. În același moment, numărătorul digital începe să numere pornind de la zero. În intervalul de timp prefixat pentru numărător, circuitul de integrare (generatorul de rampă) generează o tensiune în rampă ascendentă, a cărei pantă este funcție de amplitudinea eșantionului de tensiune audio. La sfârșitul fiecărui interval de timp prefixat, tensiunea în rampă de la ieșirea circuitului de integrare atinge o valoare proporțională cu cea a eșantionului de tensiune audio. În acel moment, matricea digitală comandă comutarea intrării active de la circuitul de eșantionare și memorare la tensiunea continuă negativă de referință (V_{REF}) și reinițializează (readuce la zero) numărătorul digital.

Amplificatorul sumator inversează tensiunea continuă negativă de referință și o aplică la intrarea circuitului de integrare, care începe să genereze la ieșire o rampă descendentă. Panta acestei rampe de tensiune este dată de valoarea V_{REF}. În momentul în care începe generarea rampei descendente, numărătorul începe să numere din nou de la zero și se oprește când tensiunea de la ieșirea circuitului de integrare atinge zero volți.

Când rampa descendentă ajunge la zero, ieșirea comparatorului comută în starea de saturație cu tensiune negativă și blochează poarta pentru ca impulsurile de tact să nu

mai fie transmise către numărător. În acest moment, valoarea înregistrată de numărător este proporțională cu timpul necesar tensiunii în rampă descendentă să ajungă la zero pornind de la valoarea ei maximă. Valoarea respectivă este deci proporțională cu amplitudinea eșantionului curent de semnal audio, variind de la un eșantion la altul.

Rețineți că rampa descendentă pornea de la o tensiune pozitivă dependentă de amplitudinea eșantionului de semnal audio. Prin urmare, valoarea digitală înregistrată de numărător este, de asemenea, proporțională cu amplitudinea eșantionului de tensiune audio, constituind o reprezentare a acestuia. Valoarea din numărător este preluată temporar în registrul de memorie, urmând a fi prelucrată și înregistrată.

Procesul de conversie se repetă de mai multe ori pentru eșantioanele corespunzând celor mai înalte frecvențe ale armonicelor audio, pentru ca înregistrarea să fie de înaltă fidelitate. Rezultatul final al procesului constă într-o succesiune de valori digitale ce reprezintă variațiile în timp ale tensiunii audio.

Procesul descris este ilustrat în fig. 14-49 pentru câteva eșantioane. În cadrul aplicației practice curente ne vom concentra asupra circuitului CAD, format din amplificatorul sumator, circuitul de integrare și comparator.

Cartela cu circuitul de conversie analogic-digital

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 14-50 făcând comparația cu schema din fig. 14-51. Pe spatele cartelei se află mai multe conexiuni. Orificiile corespunzătoare acestora sunt aliniate vertical.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Analiza circuitului CAD

- Determinați câștigul amplificatorului sumator.
- Determinați, în volți pe microsecundă, panta rampei generate de circuitul de integrare când la intrarea acestuia se aplică o tensiune audio eșantionată de +2 V.
- Determinați, în volți pe microsecundă, panta rampei generate de circuitul de integrare când la intrarea acestuia se aplică o tensiune continuă de referință de –8 V.
- Știind că tensiunea de referință este de –8 V și că intervalul de timp prefixat pentru generarea rampei ascendente este de 1 μs, trasați forma de undă, cu cele două pante, obținută la ieșirea circuitului de integrare când la intrarea acestuia se aplică o tensiune audio instantanee de +3 V.
- Considerând că valoarea maximă a tensiunii audio ce urmează a fi eșantionată este de +6 V, determinați frecvența audio maximă ce poate fi prelucrată cu sistemul de față dacă sunt necesare 100 de eșantioane pe perioadă. În acest caz, care este frecvența impulsurilor de eșantionare?

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cu circuitul CAD, independent de restul sistemului.
- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate.
- Întocmiți o analiză a variantelor de defectare pentru toate defectele posibile ale componentelor.

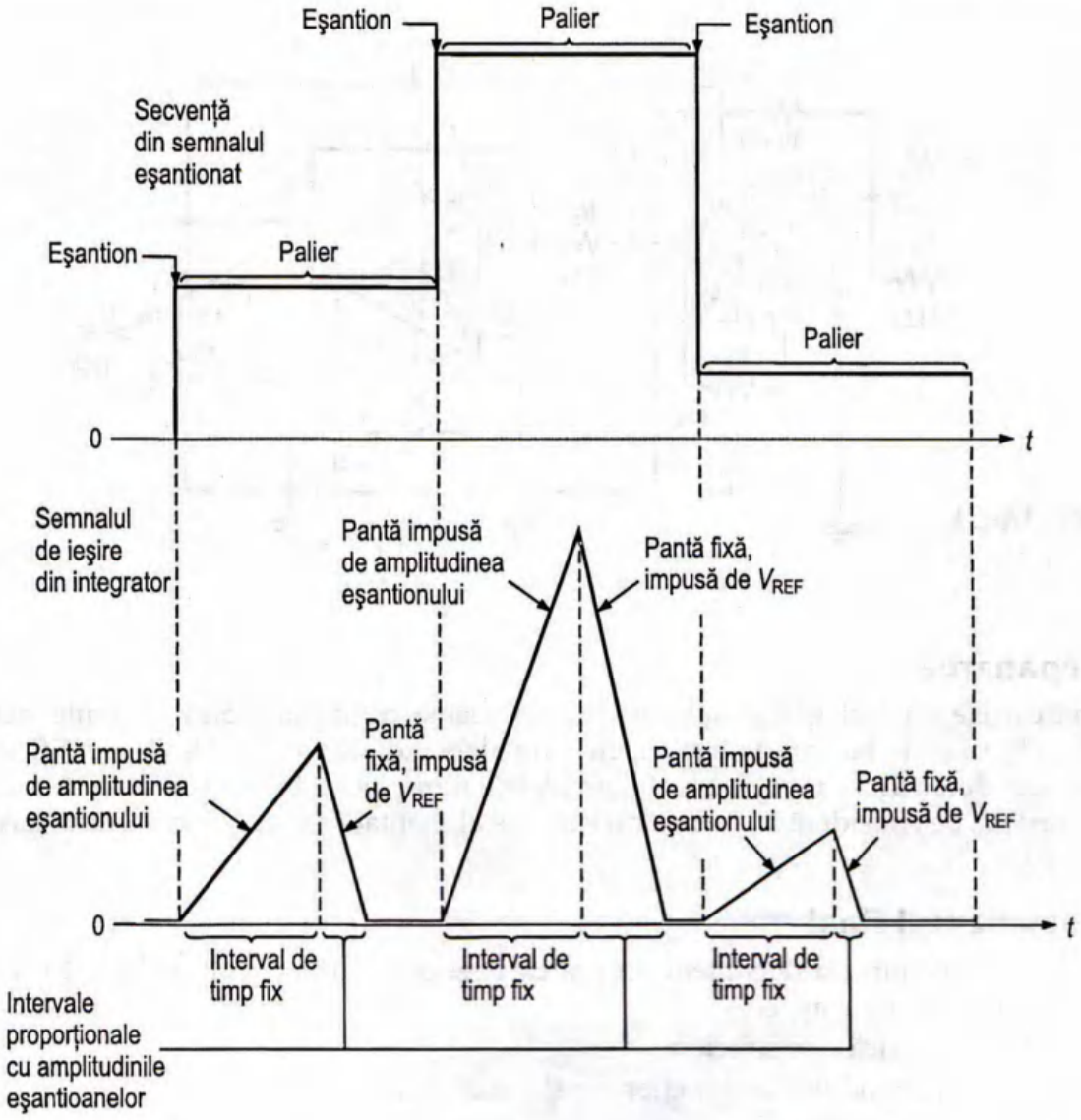
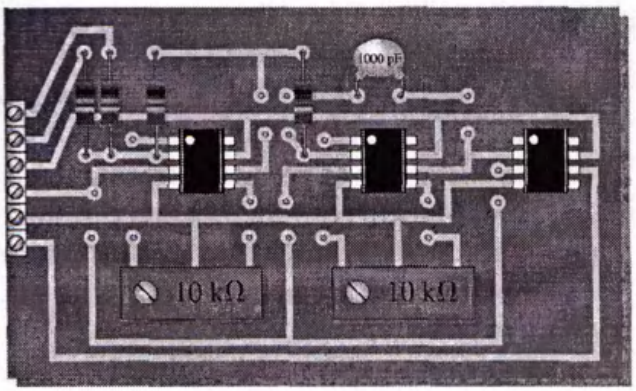


FIGURA 14-49

În intervalul de timp prefixat în care se generează rampa ascendentă, la intrarea circuitului de integrare se aplică eşantioanele de semnal audio. În intervalul de timp variabil în care se generează rampa descendentă, cu pantă fixă, la intrarea integratorului se aplică tensiunea de referință. Numărătorul comandă intervalul de timp prefixat şi apoi se reinițializează. Următoarea numărare corespunde intervalului de timp variabil şi valoarea înregistrată de numărător în acest caz reprezintă amplitudinea eşantionului de semnal audio.

FIGURA 14-50

Cartela cu circuitul de conversie analogic-digital (CAD).



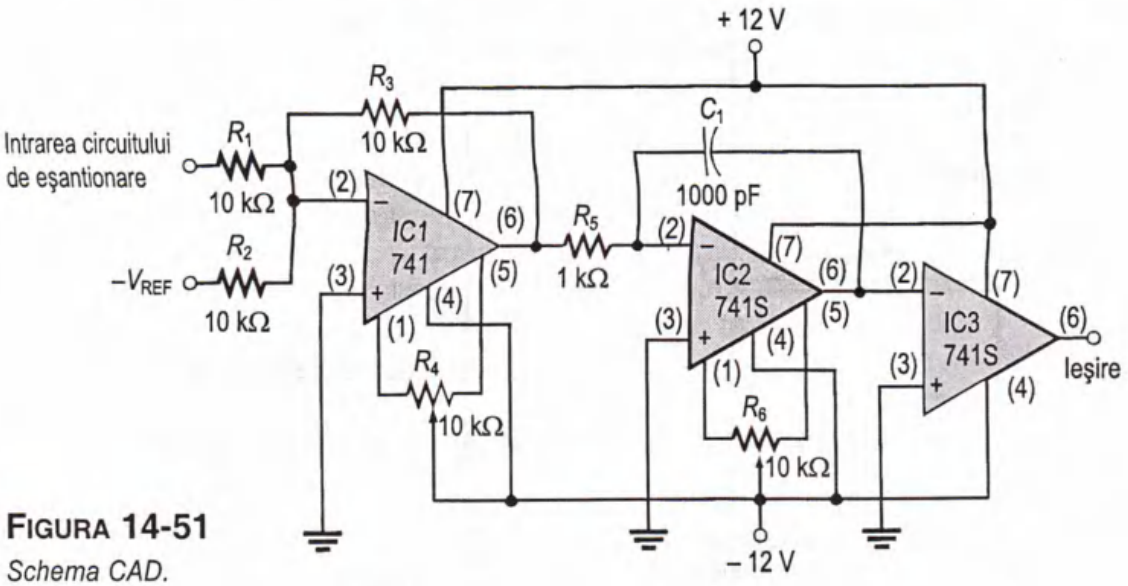


FIGURA 14-51
Schema CAD.

Depanarea

Trei cartele au fost găsite defecte. Ținând seama de măsurătorile aferente fiecărei cartele, efectuate la bancul de testare, cu semnalele indicate în fig. 14-52, identificați, în fiecare caz, defectul cel mai probabil. Cerculețele numerotate indică punctele de măsură de pe cartelă. Se consideră că fiecare cartelă este alimentată cu tensiunea continuă corespunzătoare.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul CAD, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele trei cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea detaliată a modului în care ați identificat problema în cazul fiecărei cartele defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ La comparatoarele cu AO, când tensiunea de intrare depășește o anumită tensiune de referință are loc comutarea semnalului de ieșire în altă stare.

■ Prin histerezis se reduce sensibilitatea la zgomot a AO.

■ Comparatorul comută într-una din stări când semnalul de intrare depășește un prag superior și revine la starea inițială când semnalul de intrare scade sub un prag inferior.

■ Diferența dintre tensiunea pragului superior și cea a pragului inferior este tocmai tensiunea de histerezis.

■ Limitarea semnalului de ieșire al unui comparator se referă la limitarea amplitudinii.

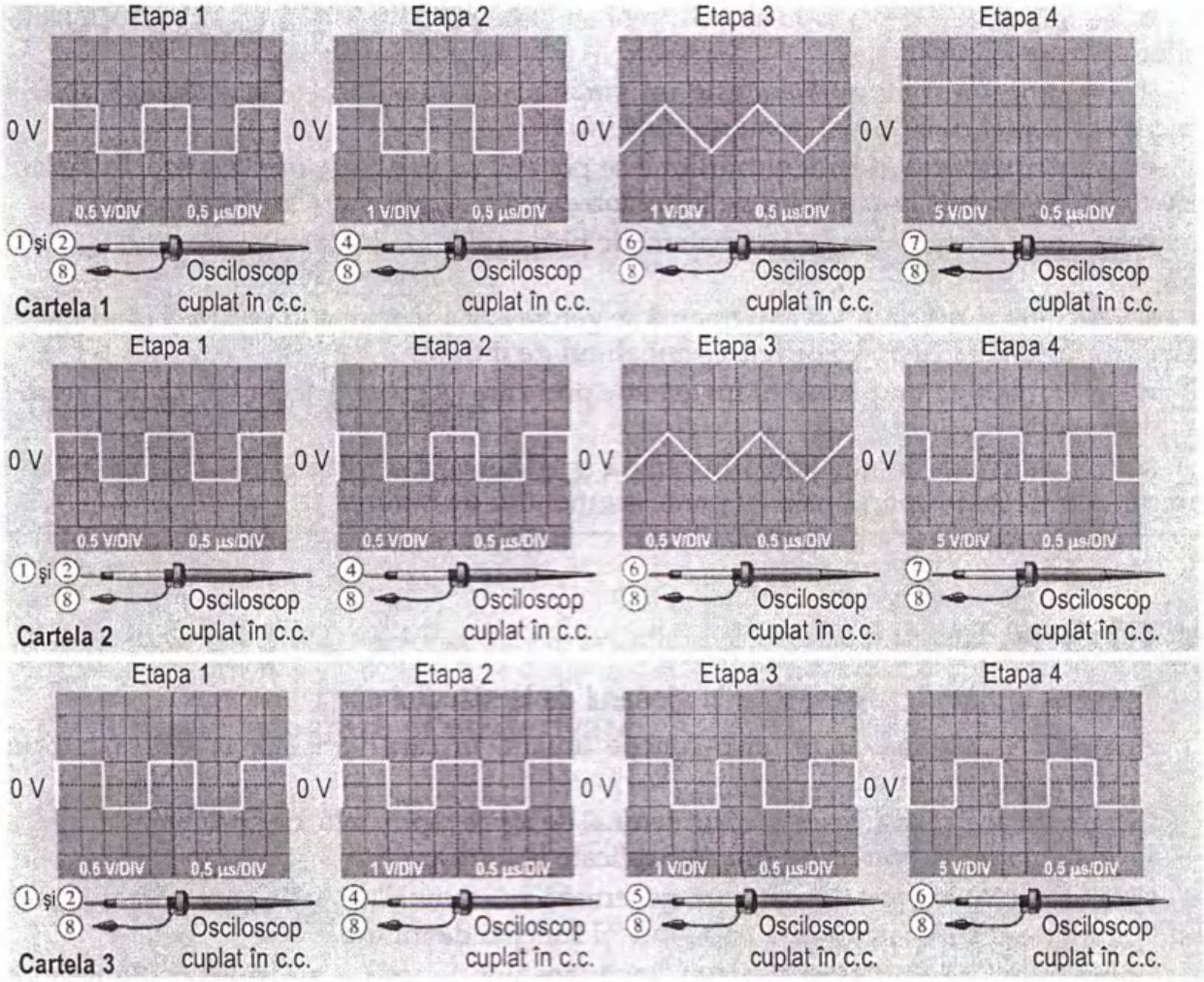


FIGURA 14-52

Rezultatele testării a trei cartele cu CAD defecte.

■ Tensiunea de ieșire a unui amplificator sumator este proporțională cu suma tensiunilor aplicate la intrări.

■ Amplificatorul de mediere este un amplificator sumator al cărui câștig în buclă închisă este egal cu inversul numărului de intrări.

■ La un sumator ponderat, intrărilor li se pot atribui ponderi diferite, astfel ca fiecare intrare să contribuie la semnalul de ieșire într-o măsură mai mare sau mai mică.

■ Integrarea este un procedeu matematic prin care se poate calcula aria situată sub o curbă.

■ Prin integrarea unui semnal treaptă se generează o tensiune în rampă a cărei pantă este proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare.

■ Derivarea este un procedeu matematic prin care se poate calcula viteza de variație a unei funcții.

■ Prin derivarea unui semnal în rampă se generează o treaptă de tensiune a cărei amplitudine este proporțională cu panta semnalului de intrare.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Analogic Caracterizat printr-o funcție liniară, în care variabila ia valori într-un domeniu continuu.

Circuit de derivare Circuit al cărui semnal de ieșire reprezintă, cu aproximație, viteza instantanee de variație a funcției aplicate la intrare.

Circuit de integrare Circuit care generează un semnal de ieșire aproximativ proporțional cu aria cuprinsă sub graficul funcției de intrare.

Comparator Circuit care compară două tensiuni de intrare și generează la ieșire o alternativă de stări pentru a indica relația „mai mare" sau „mai mic" între tensiunile de intrare.

Conversie A/D Procedeu prin care informația în formă analogică este transpusă în formă digitală.

Conversie D/A Procedeul prin care o succesiune de valori digitale este reprezentată ca semnal analogic.

Digital Caracterizat printr-o funcție în care variabila poate lua, alternativ, doar două valori.

Histerezis Caracteristică a unui circuit prin care se creează un decalaj sau o întârziere la comutare, folosind două nivele de prag diferite.

Limitare Procedeu prin care se impun anumite limite amplitudinii semnalului de ieșire al unui amplificator sau al altui circuit.

Trigger Schmitt Comparator cu histerezis.

Zgomot Semnal parazit.

■ FORMULE DE BAZĂ

Comparatoare

(14-1) $V_{PS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{out(max)})$ — Pragul de histerezis superior

(14-2) $V_{PI} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{out(max)})$ — Pragul de histerezis inferior

(14-3) $V_H = V_{PS} - V_{PI}$ — Tensiunea de histerezis

Amplificatoare sumatoare

(14-4) $V_{OUT} = -(V_{IN1} + V_{IN2} + V_{IN3} + ... + V_{INn})$ — Sumator cu n intrări

(14-5) $V_{OUT} = -\frac{R_r}{R}(V_{IN1} + V_{IN2} + ... + V_{INn})$ — Sumator cu câștig

(14-6) $V_{OUT} = -\left(\frac{R_r}{R_1}V_{IN1} + \frac{R_r}{R_2}V_{IN2} + ... + \frac{R_r}{R_n}V_{INn}\right)$ — Sumator ponderat cu câștig

Circuite de integrare și de derivare

(14-7) $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = -\frac{V_{in}}{R_i C}$ — Viteza de variație a semnalului de ieșire al circuitului de integrare

(14-8) $V_{out} = -\left(\frac{V_C}{t}\right)R_r C$ — Tensiunea de ieșire a circuitului de derivare cu semnal de intrare în rampă

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. La un detector de zero, starea de ieșire se schimbă când semnalul de intrare:
   (a) este pozitiv (b) este negativ
   (c) trece prin zero (d) are viteza de variație zero
2. Detectorul de zero este o variantă de:
   (a) comparator (b) circuit de derivare
   (c) amplificator sumator (d) diodă
3. Zgomotul ce pătrunde la intrarea unui comparator poate produce la ieșire:
   (a) rămânerea într-o singură stare
   (b) rămânerea la zero
   (c) comutarea dezordonată între cele două stări
   (d) amplificarea semnalului de zgomot
4. Efectele zgomotului se pot reduce prin:
   (a) micșorarea tensiunii de alimentare (b) utilizarea reacției pozitive
   (c) utilizarea reacției negative (d) utilizarea histerezisului
   (e) răspunsurile (b) și (d)

5. Un comparator cu histerezis:
   (a) are un singur prag (b) are două praguri
   (c) are un prag variabil (d) este asemănător unui circuit magnetic
6. La un comparator cu histerezis:
   (a) între cele două intrări se aplică o tensiune de polarizare
   (b) se folosește o singură tensiune de alimentare
   (c) o parte din semnalul de ieșire este adusă la intrarea inversoare
   (d) o parte din semnalul de ieșire este adusă la intrarea neinversoare
7. Prin utilizarea limitării la un comparator:
   (a) acesta devine mai rapid
   (b) semnalul de ieșire se menține pozitiv
   (c) se limitează nivelurile semnalului de ieșire
   (d) se stabilizează semnalul de ieșire
8. Un comparator cu fereastră detectează dacă:
   (a) semnalul de intrare se află între două limite impuse
   (b) semnalul de intrare nu variază
   (c) semnalul de intrare variază prea repede
   (d) intensitatea luminii primite depășește o anumită valoare
9. Un amplificator sumator poate avea:
   (a) o singură intrare (b) doar două intrări (c) oricâte intrări
10. Dacă un amplificator sumator cu un rezistor de reacție de 4,7 kΩ are un câștig unitar pe fiecare intrare, rezistoarele de intrare au valoarea egală cu:
    (a) 4,7 kΩ (b) raportul dintre 4,7 kΩ și numărul de intrări
    (c) produsul dintre 4,7 kΩ și numărul de intrări
11. Un amplificator de mediere are cinci intrări. Raportul R_r / R_i trebuie să fie:
    (a) 5 (b) 0,2 (c) 1
12. La un sumator ponderat, rezistoarele de intrare sunt:
    (a) toate de aceeași valoare (b) toate de valori diferite
    (c) proporționale cu ponderea intrării corespunzătoare
    (d) în raport de 1 : 2
13. Elementul de reacție al unui circuit de integrare este:
    (a) un rezistor (b) un condensator
    (c) o diodă Zener (d) un divizor de tensiune
14. Răspunsul unui circuit de integrare la un semnal treaptă este:
    (a) un impuls
    (b) o formă de undă triunghiulară
    (c) o supratensiune tranzitorie de scurtă durată
    (d) o rampă
15. Viteza de variație a tensiunii de ieșire a unui circuit de integrare ca răspuns la un semnal de intrare treaptă este determinată de:
    (a) constanta de timp *RC* (b) amplitudinea semnalului treaptă
    (c) curentul prin condensator (d) toate acestea

16. Elementul de reacție al unui circuit de derivare este:
    (a) un rezistor (b) un condensator
    (c) o diodă Zener (d) un divizor de tensiune
17. Semnalul de ieșire al unui circuit de derivare este proporțional cu:
    (a) constanta de timp *RC*
    (b) viteza de variație a semnalului de intrare
    (c) amplitudinea semnalului de intrare
    (d) răspunsurile (a) și (b)
18. Dacă la intrarea unui circuit de derivare se aplică o formă de undă triunghiulară, la ieșire se obține:
    (a) o tensiune continuă
    (b) o formă de undă triunghiulară răsturnată
    (c) o formă de undă rectangulară
    (d) prima armonică a formei de undă triunghiulare

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 14-1 Comparatoare

1. Un AO are câștigul în buclă deschisă de 80.000. Nivelurile sale maxime de ieșire în saturație sunt de ±12 V pentru tensiuni de alimentare în c.c. de ±15 V. Dacă între intrări se aplică o tensiune diferențială de 0,15 mV ef., ce valoare vârf la vârf are semnalul de ieșire?
2. Determinați nivelul (maxim pozitiv sau maxim negativ) de la ieșirea fiecărui comparator din fig. 14-53.

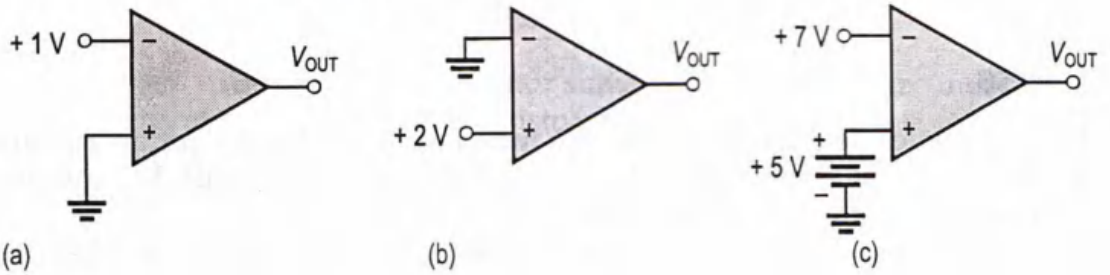
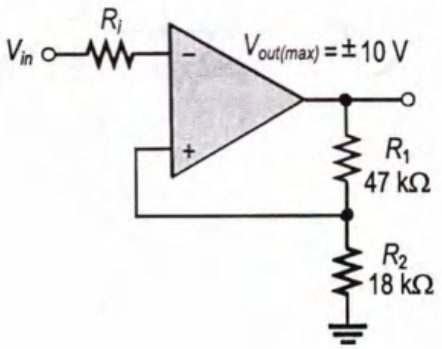


FIGURA 14-53

3. Calculați V_{PS} și V_{PI} pentru circuitul din fig. 14-54. $V_{out(max)}$ = ±10 V.

FIGURA 14-54



4. Care este tensiunea de histerezis pentru circuitul din fig. 14-54?
5. Desenați forma de undă a tensiunii de ieșire pentru fiecare dintre circuitele din fig. 14-55, în funcție de tensiunea de intrare. Indicați nivelurile de tensiune.

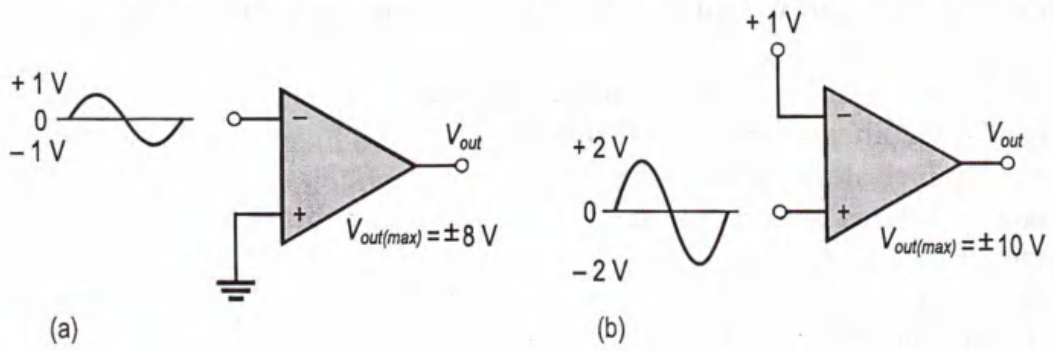


FIGURA 14-55

6. Determinați tensiunea de histerezis pentru fiecare comparator din fig. 14-56. Nivelurile maxime ale semnalului de ieșire sunt de ±11 V.

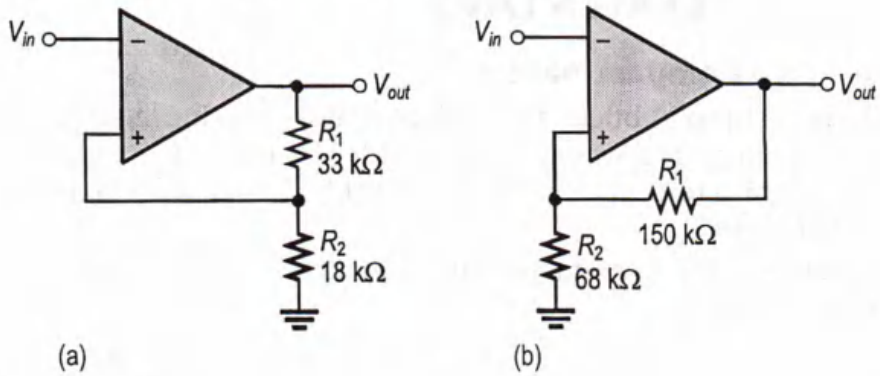
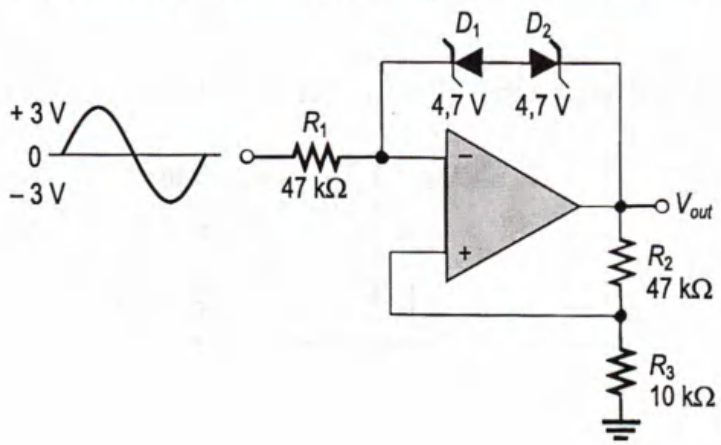


FIGURA 14-56

7. O diodă Zener de 6,2 V este conectată între ieșirea unui AO și intrarea lui inversoare, cu catodul către ieșire, ca în fig. 14-54. Care sunt nivelurile de tensiune, pozitiv și negativ, ale semnalului de ieșire?
8. Determinați forma de undă a tensiunii de ieșire a circuitului din fig. 14-57.

FIGURA 14-57



Secțiunea 14-2 Amplificatoare sumatoare

9. Determinați tensiunea de ieșire a fiecărui circuit din fig. 14-58.

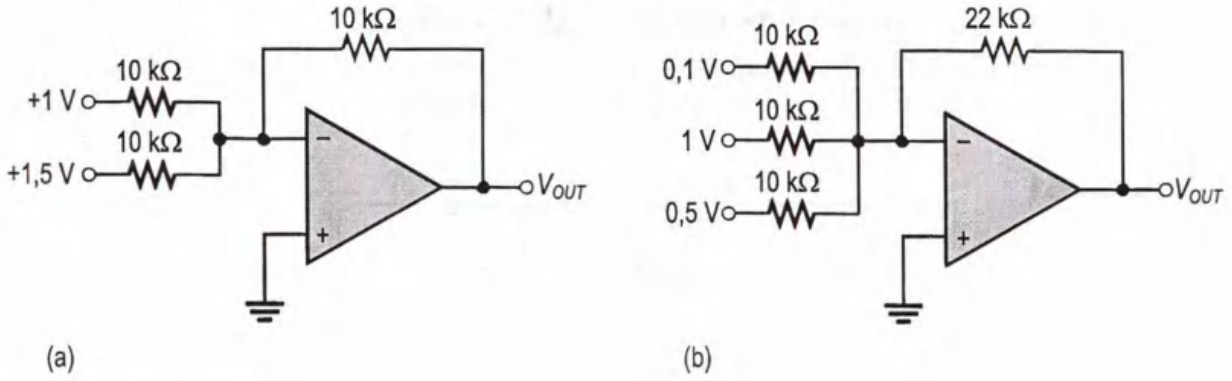
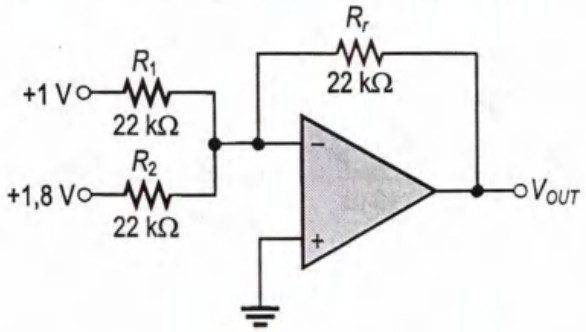


FIGURA 14-58

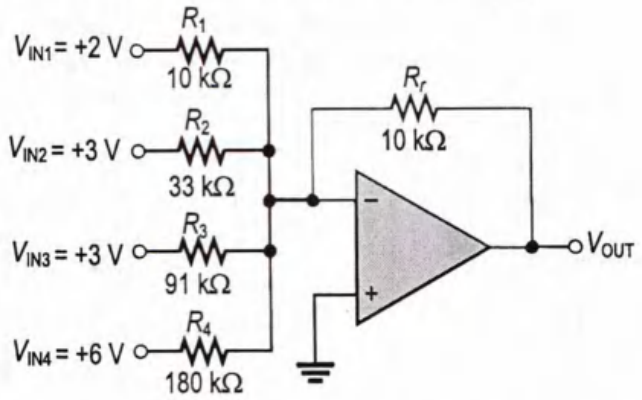
10. Pentru circuitul din fig. 14-59, determinați:
    (a) V_{R1} și V_{R2} (b) Curentul prin R_r (c) V_{OUT}
11. Aflați valoarea R_r necesară pentru ca semnalul de ieșire al circuitului din fig. 14-59 să fie egal cu de cinci ori suma semnalelor de intrare.

FIGURA 14-59



12. Desenați schema unui amplificator sumator care să efectueze media aritmetică a opt tensiuni de intrare. Toate rezistoarele de intrare trebuie să fie de câte 10 kΩ.
13. Aflați tensiunea de ieșire a sumatorului ponderat din fig. 14-60 dacă la intrări se aplică tensiunile indicate. Ce valoare are curentul prin R_r?

FIGURA 14-60



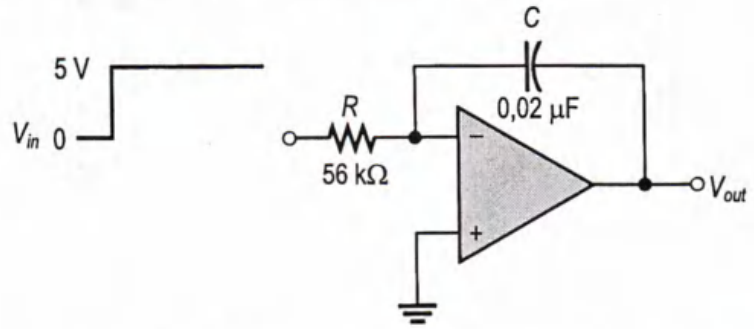
14. Determinați valorile rezistoarelor de intrare într-un sumator ponderat cu șase intrări astfel ca ponderea cea mai mică a unei intrări să fie 1, iar fiecare dintre

intrările următoare să aibă o pondere egală cu dublul ponderii intrării precedente. Considerați R_r = 100 kΩ.

Secțiunea 14-3 Circuite de integrare și de derivare

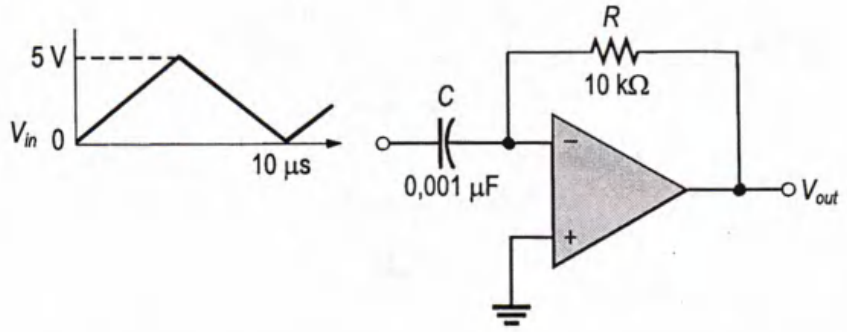
15. Determinați viteza de variație a tensiunii de ieșire a circuitului de integrare din fig. 14-61, ca răspuns la un semnal de intrare treaptă.

FIGURA 14-61



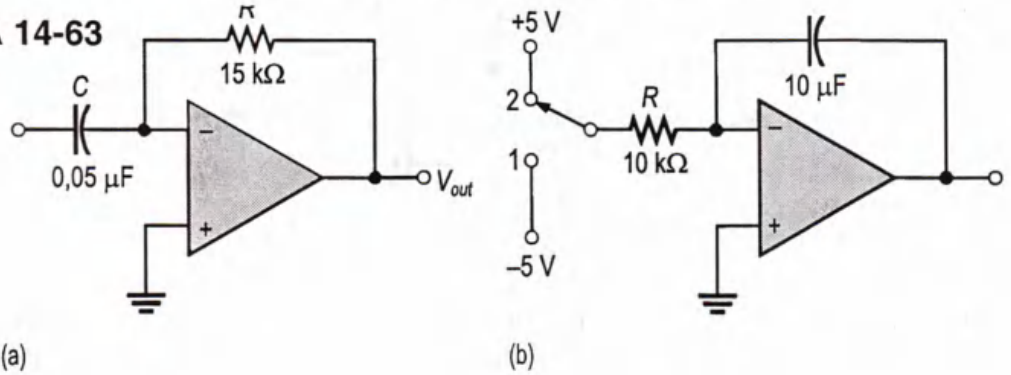
16. La intrarea circuitului din fig. 14-62 se aplică o formă de undă triunghiulară, ca în imagine. Determinați semnalul de ieșire și desenați forma lui de undă în funcție de semnalul de intrare.
17. Care este intensitatea curentului prin condensatorul din problema 16?

FIGURA 14-62



18. O formă de undă triunghiulară cu tensiunea vârf la vârf de 2 V și perioada de 1 ms se aplică la intrarea circuitului de derivare din fig. 14-63(a). Cât este tensiunea de ieșire?
19. Din poziția inițială 1, din fig. 14-63(b), comutatorul este trecut în poziția 2 și menținut acolo 10 ms, după care este readus în poziția 1 și menținut 10 ms ș.a.m.d. Desenați forma de undă obținută la ieșire dacă valoarea ei inițială a fost de 0 V. Nivelurile de saturație de la ieșirea AO sunt de ±12 V.

FIGURA 14-63



■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 14-4 Depanare

20. Formele de undă din fig. 14-64(a) s-au obținut în punctele indicate în fig. 14-64(b). Circuitul funcționează corect? În cazul unui răspuns negativ, care este defectul cel mai probabil?

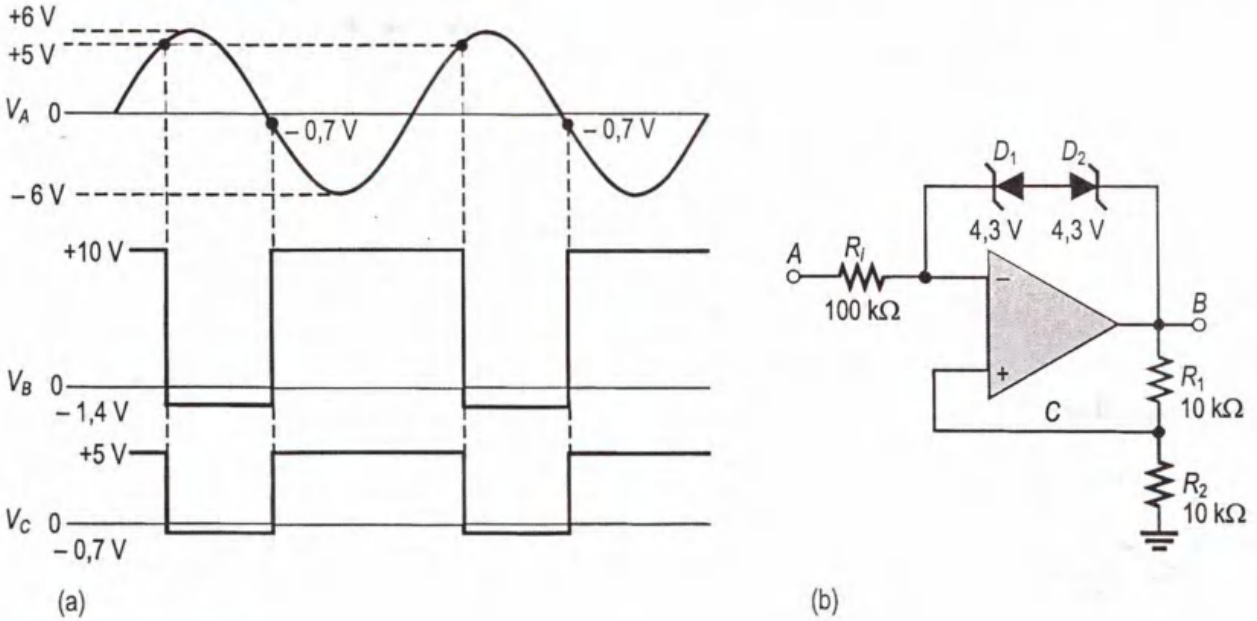


FIGURA 14-64

21. Din măsurările efectuate asupra formelor de undă aferente comparatorului cu fereastră din fig. 14-65, stabiliți dacă forma de undă de ieșire este cea corectă. În cazul unui răspuns negativ, precizați defectele posibile.

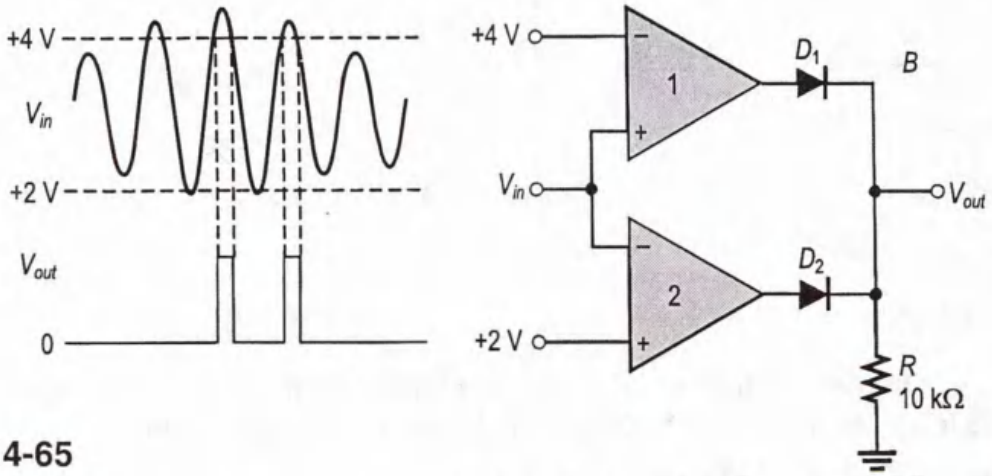


FIGURA 14-65

22. Secvențele de niveluri de tensiune din fig. 14-66 se aplică amplificatorului sumator, obținându-se la ieșire forma de undă prezentată. Stabiliți, în primul rând, dacă semnalul de ieșire este corect. În cazul unui semnal incorect, precizați care este defectul.

23. Tensiunile în rampă din fig. 14-67 se aplică la intrările circuitului cu AO. Este corect semnalul de ieșire reprezentat? Dacă nu, din ce cauză?

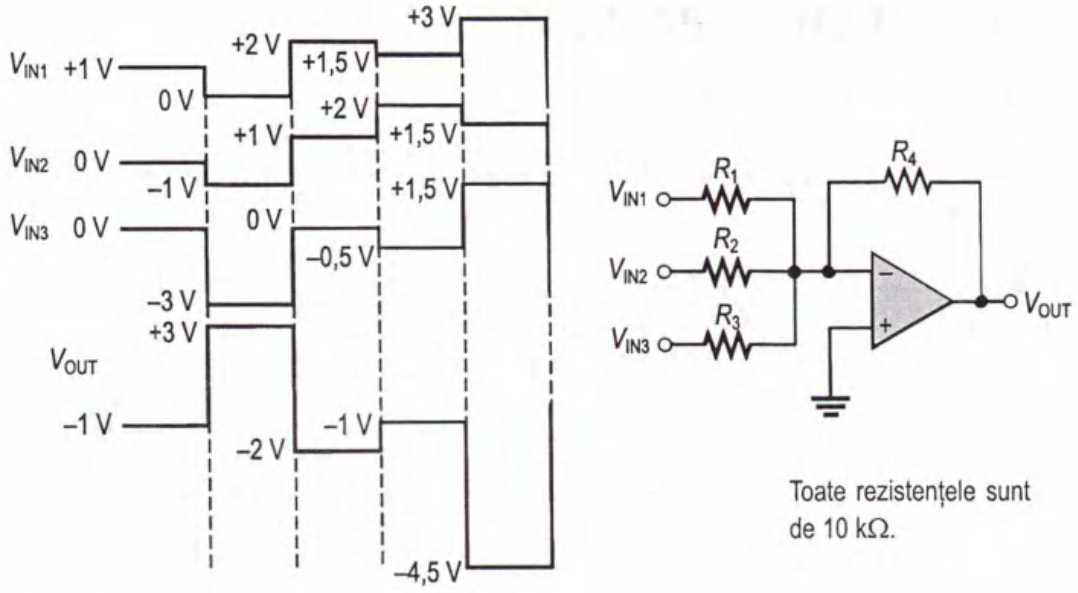


FIGURA 14-66

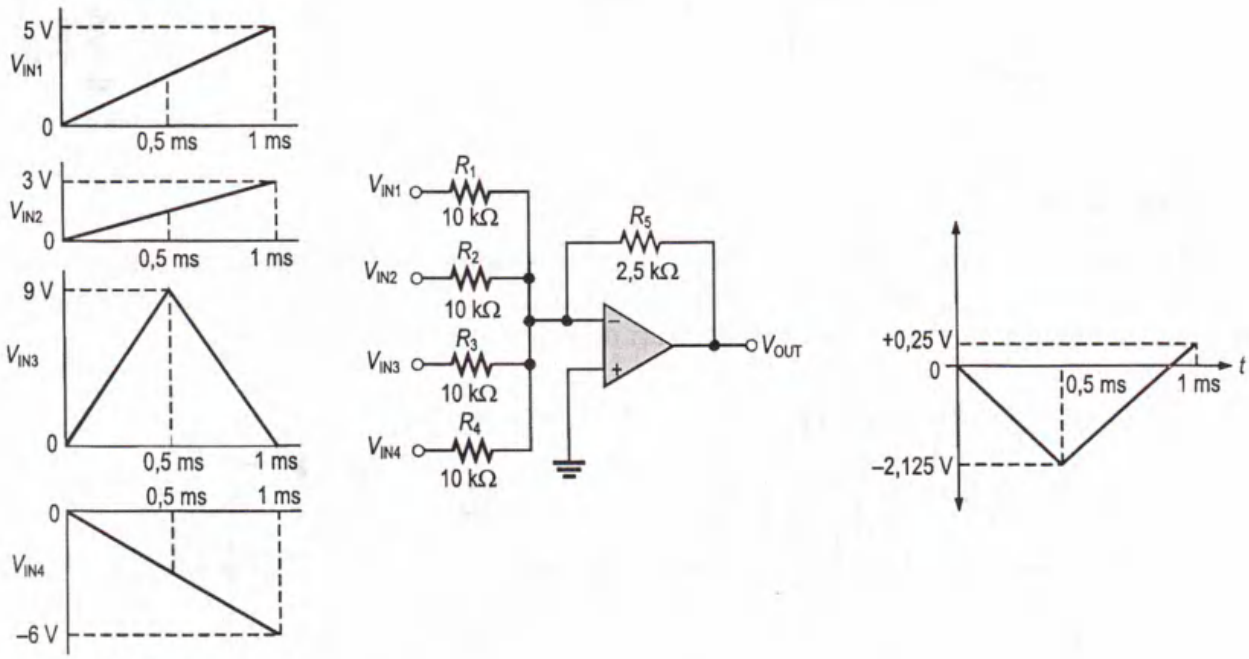


FIGURA 14-67

24. Un CDA, pe ale cărui intrări se aplică semnalele din fig. 14-29, generează semnalul de ieșire din fig. 14-68. Stabiliți ce defecțiune prezintă circuitul.

Secțiunea 14-5 Aplicație practică

25. Cartela CAD din fig. 14-69, destinată sistemului prezentat în aplicația practică, tocmai a ieșit de pe linia tehnologică și, în urma testării, s-a constatat că nu funcționează. Acum, cartela vi s-a repartizat dumneavoastră, pentru a o depana. Ce trebuie să faceți în primul rând? În cazul de față, puteți identifica defectul numai după această primă etapă?

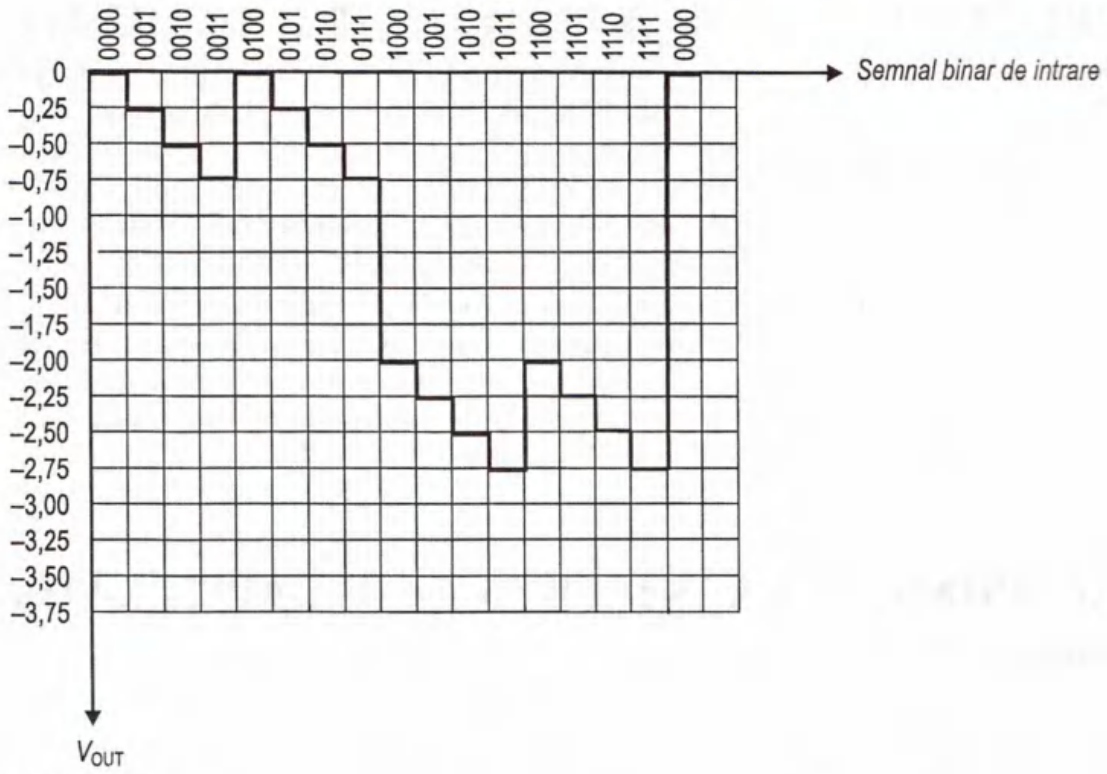
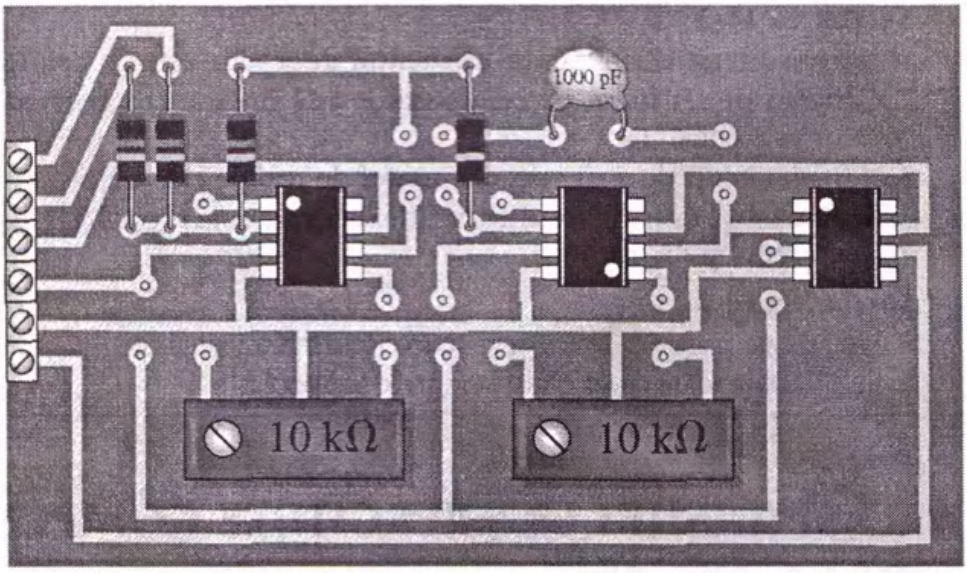


FIGURA 14-68

26. Descrieți consecințele întreruperii condensatorului din circuitul de integrare asupra funcționării CAD din fig. 14-51.
27. Rezistorul R_1, din fig. 14-51, a fost înlocuit, din neatenție, cu unul de 1 kΩ. Cum va funcționa circuitul?

FIGURA 14-69



■ PROBLEME CU GRAD RIDICAT DE DIFICULTATE

28. În schema convertorului analogic-digital din fig. 14-51, funcțiile de integrare și comparare sunt realizate cu AO 741S. În foile de catalog se menționează, pentru 741, o valoare tipică a vitezei de variație a semnalului de ieșire (slew rate) de 0,5 V/μs, iar pentru 741S, de 12 V/μs. Dacă frecvența de eșantionare este de 500 kHz, iar tensiunea de referință este de –8 V, determinați tensiunea maximă primită de la circuitul de eșantionare pe care o poate suporta CAD.
29. Reluați problema 28 pentru cazul în care AO 741S se înlocuiesc cu AO 741.
30. Proiectați un circuit de integrare care să genereze la ieșire o tensiune cu panta de 100 mV/μs când la intrare se aplică o tensiune constantă de 5 V. Calculați frecvența unui semnal de intrare rectangular, cu amplitudinea de 5 V, care produce un semnal de ieșire triunghiular de 5 V vârf la vârf.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 14-1

1. (a) $V = (10\ k\Omega/110\ k\Omega)(15\ V) = 1{,}36\ V$
   (b) $V = (22\ k\Omega/69\ k\Omega)(-12\ V) = -3{,}83\ V$
2. Histerezisul elimină influența zgomotului asupra funcționării comparatorului.
3. Limitarea se referă la nivelurile de amplitudine impuse semnalului de ieșire.

Secțiunea 14-2

1. Punctul de însumare este punctul de conectare comun tuturor rezistoarelor de intrare.
2. $R_f/R = 1/5 = 0{,}2$
3. 5 kΩ

Secțiunea 14-3

1. Într-un circuit de integrare, elementul de reacție este un condensator.
2. Căderea de tensiune pe condensator este liniară deoarece curentul prin condensator este constant.
3. Într-un circuit de derivare, elementul de reacție este un rezistor.
4. Semnalul de ieșire al unui circuit de derivare este proporțional cu viteza de variație a semnalului de intrare.

Secțiunea 14-4

1. Un AO se poate defecta prin scurtcircuitarea ieșirii.
2. Se înlocuiesc pe rând componentele suspecte.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

14-1 1,96 V

14-2 +3,83 V; –3,83 V

14-3 +1,81 V; –1,81 V

14-4 Cu precizie mai mare

14-5 –12,5 V

14-6 –5,73 V

14-7 Modificările constau în adăugarea unui rezistor de intrare de 100 kΩ și înlocuirea R_r cu un rezistor de 20 kΩ.

14-8 0,45, 0,12, 0,18; V_{OUT} = –3,03 V

14-9 Da. Toate trebuie dublate.

14-10 Se înlocuiește C cu unul de 5000 pF.

14-11 Aceeași formă de undă, dar cu amplitudinea de 6,6 V.

14-12 Un impuls între –0,88 V și+7,79 V

14-13 –3,76 V

14-14 Se înlocuiește R_6 cu un rezistor de 25 kΩ.

CAPITOLUL 15

Alte circuite cu amplificatoare operaționale

Conținutul capitolului

15-1 Amplificatoare de măsură
15-2 Amplificatoare de izolare
15-3 Amplificatoare operaționale de transconductanță (AOT)
15-4 Amplificatoare logaritmice și antilogaritmice
15-5 Convertoare și alte circuite cu AO
15-6 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Analizarea și explicarea funcționării amplificatorului de măsură
- Analizarea și explicarea funcționării amplificatorului de izolare
- Analizarea și explicarea funcționării amplificatorului de transconductanță
- Analizarea și explicarea funcționării amplificatoarelor logaritmic și antilogaritmic
- Analizarea și explicarea funcționării câtorva circuite cu AO specializate

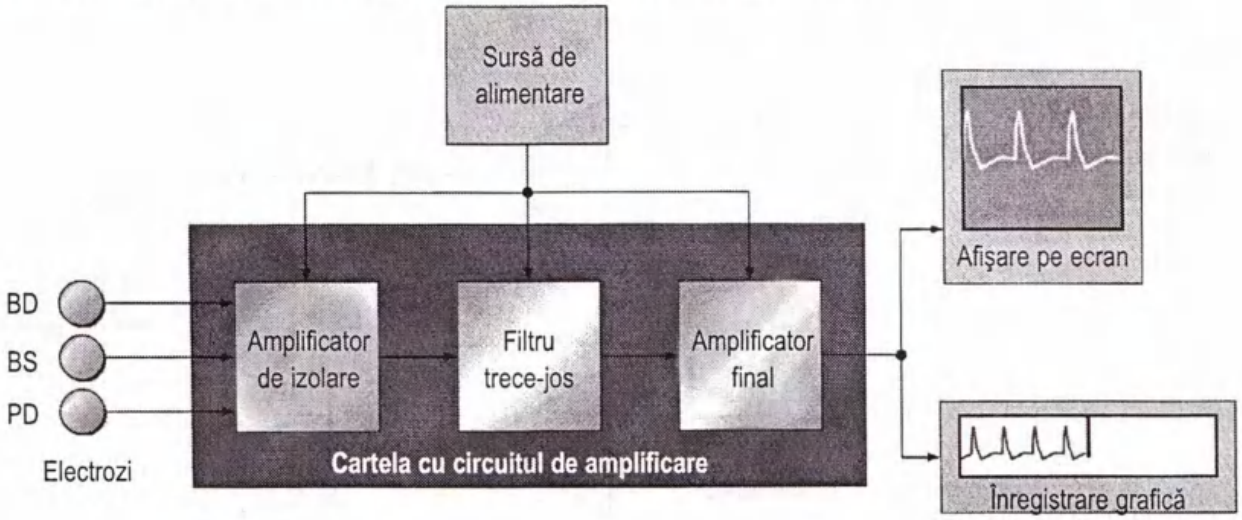
Introducere

Amplificatoarele operaționale de uz general, ca 741, sunt dispozitive versatile, utilizate la scară largă. Există însă unele CI de amplificare specializate, care au anumite caracteristici ce le recomandă pentru utilizarea în aplicații speciale. Multe dintre acestea sunt realizate pe baza AO de uz general. Dintre circuitele specializate fac parte amplificatoarele de măsură, utile în medii cu nivel ridicat de zgomot, amplificatoarele de izolare, folosite în aplicații unde se lucrează cu tensiuni înalte și în domeniul aparaturii medicale, amplificatoarele operaționale de transconductanță (AOT), care realizează o amplificare tensiune-curent, și amplificatoarele logaritmice, necesare pentru liniarizarea anumitor semnale de intrare și pentru efectuarea unor operații matematice.

Aplicația practică

Aparatura electronică medicală constituie un important domeniu de utilizare a dispozitivelor electronice, servind o cauză nobilă. Electrocardiograful (EKG) este un instrument mult utilizat pentru urmărirea bătăilor inimii, în scopul de a evidenția o funcțio-

nare neregulată sau anormală a acestui organ. În anumite puncte ale corpului se amplasează senzori sub formă de electrozi, care culeg slabele semnale electrice produse de inimă. Aceste semnale sunt amplificate și vizualizate pe un ecran sau înregistrate grafic pe un echipament specializat, pentru a fi analizate. Având în vedere riscul pe care îl comportă utilizarea unui echipament electric în contact direct cu corpul pacientului, protejarea la electrocutare constituie o cerință majoră. De aceea, în asemenea aparate medicale se utilizează amplificatoare de izolare. Schema bloc de mai jos prezintă un EKG simplu, care constituie subiectul aplicației practice din secțiunea 15-6.



15-1 AMPLIFICATOARE DE MĂSURĂ

Amplificatorul de măsură* este un dispozitiv ce amplifică o tensiune diferențială aplicată între cele două borne de intrare. Principala sa destinație este amplificarea unor semnale slabe, suprapuse pe tensiuni de valoare mare aplicate în modul comun. Caracteristicile importante sunt impedanța mare de intrare, valoarea mare a factorului de rejecție pe modul comun, decalajul mic la ieșire și impedanța mică de ieșire. Cel mai simplu amplificator de măsură cuprinde trei amplificatoare operaționale și câteva rezistoare. Câștigul în tensiune se stabilește prin intermediul unui rezistor exterior. Amplificatoarele de măsură se utilizează, de obicei, în medii caracterizate de valori mari ale zgomotului în modul comun, de pildă în sistemele de culegere de date ale căror semnale de intrare sunt preluate prin senzori aflați la distanțe mari.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați și să explicați funcționarea unui amplificator de măsură

- ▶ Să explicați cum sunt conectate AO într-un amplificator de măsură
- ▶ Să arătați cum se stabilește câștigul în tensiune
- ▶ Să prezentați o aplicație
- ▶ Să descrieți caracteristicile amplificatorului de măsură AD521

* În limba engleză, *instrumentation amplifier*. (n.t.)

Amplificatorul de măsură elementar

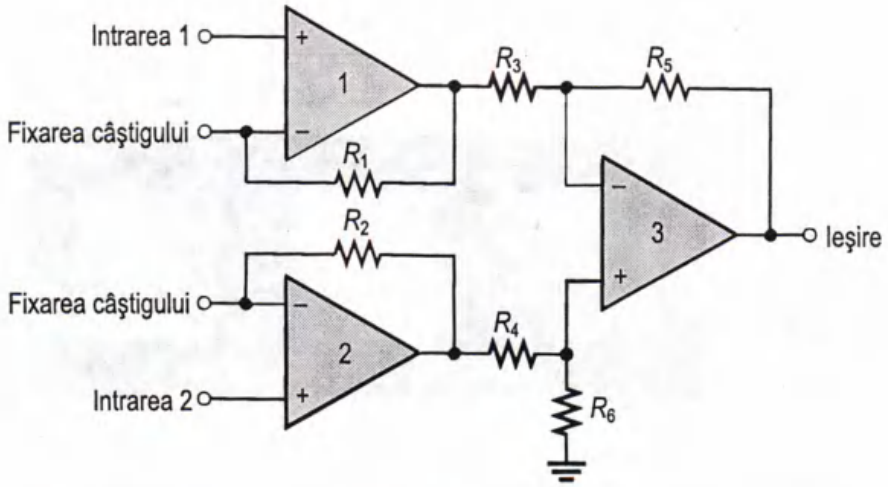
În fig. 15-1 este prezentat un amplificator **de măsură** elementar. AO 1 și 2 sunt în configurație neinversoare, caracterizată prin impedanță mare de intrare și câștig mare în tensiune. AO 3 este în configurație de amplificator diferențial cu câștig unitar.

Rezistorul R_G, prin care se fixează câștigul, este conectat în exterior, ca în fig. 15-2. AO 1 primește semnalul diferențial de intrare V_{in1} pe intrarea sa neinversoare (+) și îl amplifică, valoarea câștigului în tensiune fiind:

$$A_v = 1 + \frac{R_1}{R_G}$$

FIGURA 15-1

Amplificator de măsură elementar.



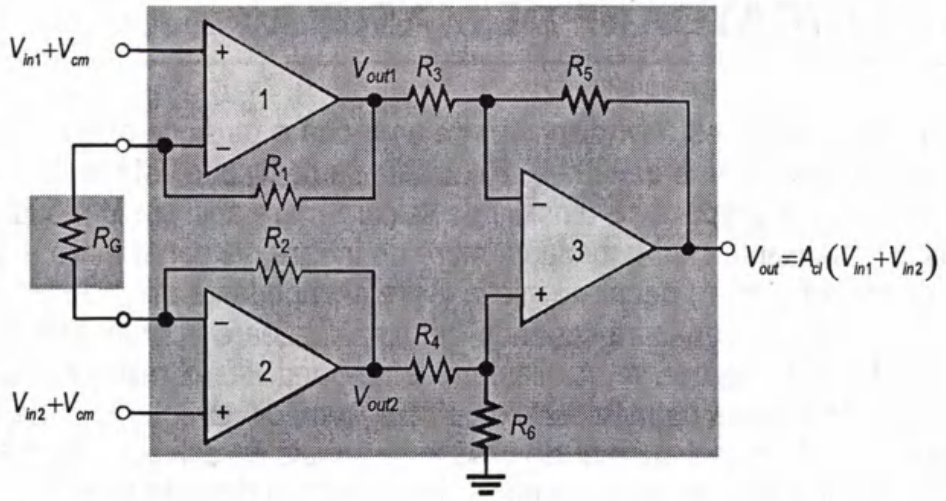


FIGURA 15-2

Amplificator de măsură cu rezistor exterior pentru fixarea câștigului (R_G). Pe desen sunt marcate semnalele diferențiale și cele în modul comun.

De asemenea, pe intrarea inversoare (–) a AO 1 apare semnalul V_{in2}, provenit de la AO 2 prin circuitul format din R_2 și R_G. Acest semnal de intrare este amplificat de AO 1 cu valoarea câștigului în tensiune:

$$A_v = \frac{R_1}{R_G}$$

Și tensiunea de intrare în modul comun, V_{cm}, de pe intrarea neinversoare a AO 1 este amplificată cu mica valoare a câștigului în modul comun. (Tipic, A_{cm} este subunitar.) La ieșirea AO 1, tensiunea totală este:

$$V_{out1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_G}\right)V_{in1} - \left(\frac{R_1}{R_G}\right)V_{in2} + V_{cm}$$

Printr-un raționament similar aplicat în cazul AO 2 se obține următoarea expresie a tensiunii de ieșire a acestuia:

$$V_{out2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_G}\right)V_{in2} - \left(\frac{R_2}{R_G}\right)V_{in1} + V_{cm}$$

Pe cele două intrări ale AO 3 se aplică tensiunile V_{out1}, respectiv V_{out2}. Prin urmare, tensiunea de intrare diferențială a AO 3 este $V_{out2} - V_{out1}$.

$$V_{out2} - V_{out1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_1}{R_G}\right)V_{in2} - \left(1 + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_1}{R_G}\right)V_{in1} + V_{cm} - V_{cm}$$

Pentru $R_1 = R_2 = R$:

$$V_{out2} - V_{out1} = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)V_{in2} - \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)V_{in1} + V_{cm} - V_{cm}$$

Observați că tensiunile de intrare în modul comun (V_{cm}) se anulează, fiind egale. Dând factor comun câștigul diferențial, obținem următoarea expresie pentru tensiunea diferențială de intrare în AO 3:

$$V_{out2} - V_{out1} = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)(V_{in2} - V_{in1})$$

AO 3 are câștigul unitar deoarece $R_3 = R_5 = R_4 = R_6$ și $A_v = R_5/R_3 = R_6/R_4$. Prin urmare, tensiunea de ieșire a amplificatorului de măsură (tensiunea de ieșire a AO 3) este:

$$V_{out} = 1(V_{out2} - V_{out1}) = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)(V_{in2} - V_{in1})$$

Câștigul în buclă închisă este:

$$A_{cl} = \frac{V_{out}}{V_{in2} - V_{in1}}$$

$$A_{cl} = 1 + \frac{2R}{R_G} \qquad \text{(15-1)}$$

unde $R_1 = R_2 = R$. Formula (15-1) arată că, la un amplificator de măsură, câștigul se poate stabili alegând o valoare potrivită pentru rezistorul exterior R_G, dacă se cunosc valorile rezistoarelor fixe R_1 și R_2.

Valoarea rezistorului exterior R_G, prin care se fixează câștigul, se poate calcula din formula (15-1) astfel încât să se obțină un anumit câștig în tensiune, ca mai jos:

$$R_G = \frac{2R}{A_{cl} - 1}$$

EXEMPLUL 15-1

Calculați valoarea rezistorului exterior R_G, de fixare a câștigului, pentru un amplificator de măsură integrat, având $R_1 = R_2 = 25\ k\Omega$. Câștigul în tensiune în buclă închisă trebuie să fie de 500.

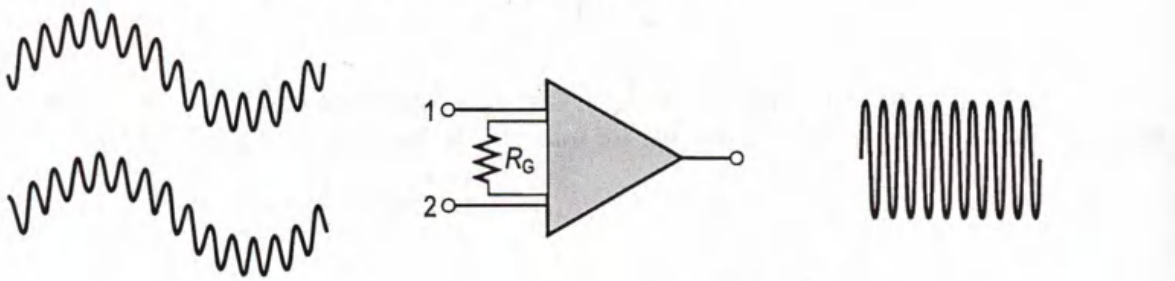
Rezolvare

$$R_G = \frac{2R}{A_{cl} - 1} = \frac{50\,k\Omega}{500 - 1} \cong \mathbf{100\,\Omega}$$

Exercițiu complementar Ce valoare trebuie să aibă rezistorul exterior de fixare a câștigului în cazul unui amplificator de măsură cu $R_1 = R_2 = 39\ k\Omega$, pentru a se obține un câștig de 325?

Aplicații

Așa cum am arătat în introducerea secțiunii, amplificatorul de măsură este utilizat, de obicei, pentru măsurarea unor tensiuni diferențiale foarte mici, suprapuse pe o tensiune de intrare în modul comun adesea mult mai mare decât tensiunea semnalului util. Una dintre aplicații se referă la cazul în care o anumită mărime fizică – temperatură sau presiune, de exemplu – se măsoară cu un traductor situat la mare distanță, iar semnalul electric slab rezultat se transmite printr-o linie electrică foarte lungă, care captează zgomotele electrice din mediul înconjurător, transformându-le în tensiuni de intrare în modul comun. Amplificatorul de măsură de la celălalt capăt al liniei trebuie să amplifice semnalul slab, furnizat de traductorul îndepărtat, și să suprime tensiunea mare de pe modul comun. Situația descrisă este ilustrată în fig. 15-3.



Semnale diferențiale slabe, suprapuse pe semnale puternice de mod comun

Amplificator de măsură

Semnal diferențial amplificat. Nu mai apare semnalul de mod comun.

FIGURA 15-3

Ilustrarea suprimării tensiunilor mari, de mod comun şi a amplificării semnalelor diferențiale slabe de către amplificatorul de măsură.

Amplificator de măsură specializat

Acum, că ați aflat cum funcționează, în principiu, un amplificator de măsură, să examinăm un dispozitiv concret. Un dispozitiv reprezentativ este AD521, prezentat în fig. 15-4, unde, pentru orientare, s-a menționat și numerotarea pinilor circuitului integrat. După cum observați, apar unele intrări și ieșiri care nu se găsesc la circuitul de bază. Acestea oferă niște facilități suplimentare, tipice multor amplificatoare de măsură integrate din momentul actual.

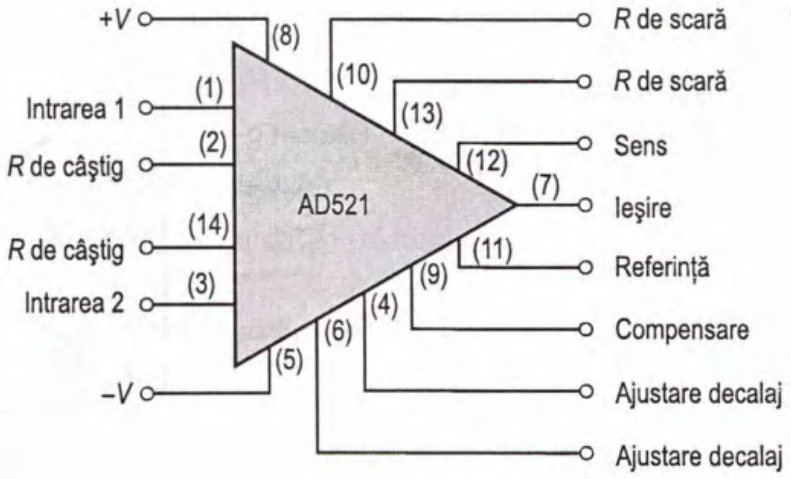


FIGURA 15-4
Amplificatorul de măsură AD521.

Iată ce caracteristici prezintă AD521. Câștigul în tensiune poate fi fixat între 0,1 și 1000 cu ajutorul a două rezistoare exterioare. Impedanța de intrare este de 3000 MΩ. Factorul de rejecție pe modul comun (CMRR) are valoarea minimă de 110 dB. Amintiți-vă că un CMRR mai mare înseamnă o suprimare mai accentuată a tensiunilor de mod comun. Produsul câștig-bandă al AD521 este de 40 MHz. Există, de asemenea, posibilitatea de limitare din exterior a lățimii de bandă și o protecție la depășirea nivelului tensiunilor de intrare.

Fixarea câştigului în tensiune Pentru a fixa valoarea câștigului unui AD521 se folosesc două rezistoare exterioare, conectate ca în fig. 15-5. Rezistorul R_G se conectează între pinii de fixare a câștigului (pinii 2 și 14). Rezistorul R_S se conectează între pinii de fixare a scării (pinii 10 și 13). R_S trebuie să se încadreze în limitele a 100 kΩ ± 15%, iar R_G se alege în funcție de câștigul dorit, conform relației:

$$A_v = \frac{R_S}{R_G} \tag{15-2}$$

Nu vă neliniștiți în privința deosebirii dintre această expresie a câștigului și formula (15-1), a câștigului în buclă închisă al circuitului de bază. Deosebirea apare datorită unor mici modificări ale schemei. Dacă intenționați să realizați practic un amplificator de măsură folosind amplificatoare operaționale și rezistoare separate, trebuie să calculați după formulele prezentate mai devreme.

Ajustarea decalajului **Potențiometrul semireglabil** pentru ajustarea decalajului (pinii 4 și 6) servește la anularea oricărei tensiuni de decalaj de la ieșire ce rezultă din înmulțirea cu valoarea câștigului a unei tensiuni de decalaj de la intrare. În fig. 15-5 este prezentat modul în care se conectează, în acest scop, un potențiometru, între pinii 4 și 6.

Reglarea lățimii de bandă Dacă doriți ca lățimea de bandă a amplificatorului să aibă o anumită valoare, la intrarea de compensare (pinul 9) se poate conecta un circuit *RC* exterior. În fig. 15-6 este prezentată configurația recomandată. Valorile celor două rezistoare și valoarea unuia dintre condensatoarele din circuitul de compensare sunt cele recomandate de producător, iar valoarea condensatorului C_x se alege astfel încât să se obțină lățimea de bandă dorită, conform relației:

$$C_x = \frac{1}{100\pi f_t} \tag{15-3}$$

unde $B = f_t$ este exprimată în kHz, iar C_x, în microfarazi (μF).

FIGURA 15-5

AD 521 cu rezistoarele de fixare a câștigului și potențiometrul de ajustare a tensiunii de decalaj de la ieșire.

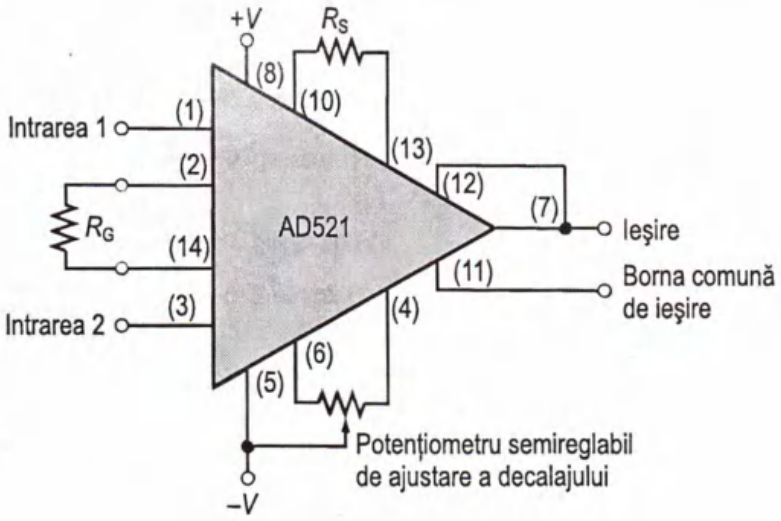
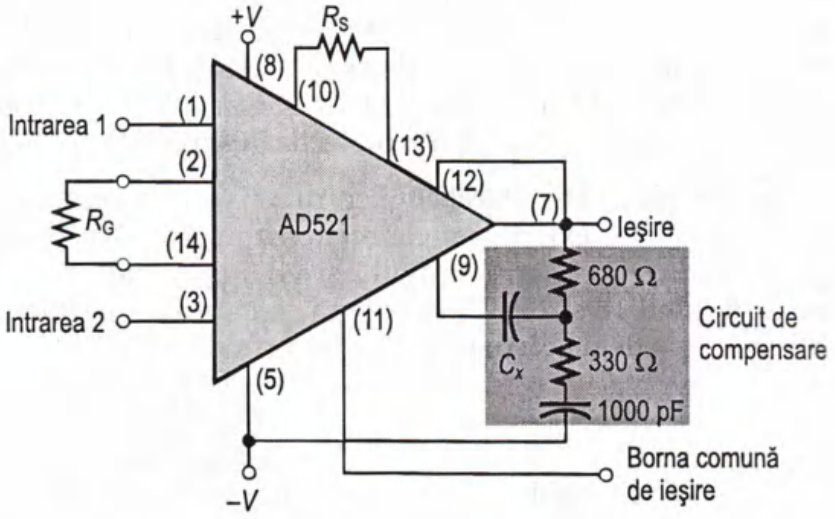


FIGURA 15-6

AD521 cu circuit de compensare pentru reglarea lățimii de bandă.



EXEMPLUL 15-2

Calculați câștigul în tensiune și lățimea de bandă ale amplificatorului de măsură din fig. 15-7.

Rezolvare

Câștigul în tensiune este determinat de valorile R_S și R_G, astfel:

$$A_v = \frac{R_S}{R_G} = \frac{100\,\text{k}\Omega}{1\,\text{k}\Omega} = 100$$

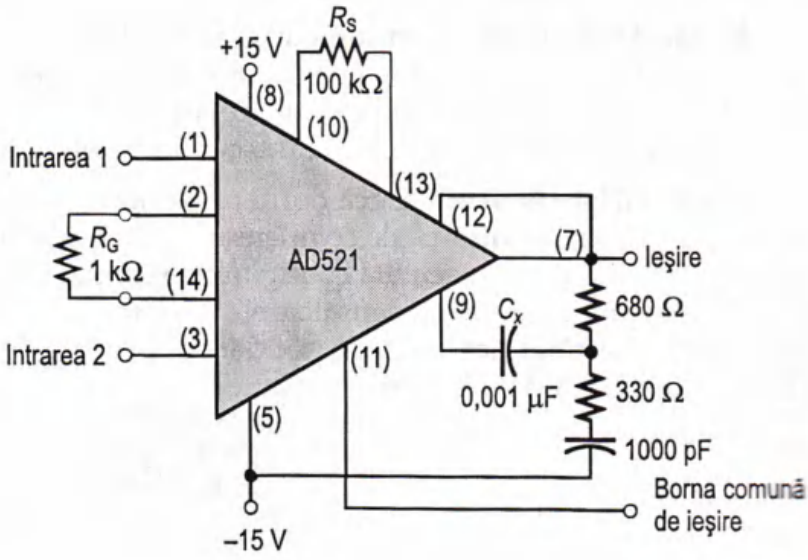


FIGURA 15-7

Lățimea de bandă se calculează astfel:

$$C_x = \frac{1}{100\pi f_t}$$

$$B = f_t = \frac{1}{100\pi C_x} = \frac{1}{100\pi(0{,}001\,\mu\text{F})} = \mathbf{3{,}18\,kHz}$$

Observați că în formulă capacitatea este exprimată în microfarazi (0,001), nu în farazi ($0{,}001 \times 10^{-6}$).

Exercițiu complementar Modificați circuitul din fig. 15-7 pentru a obține un câștig de aproximativ 45 și o lățime de bandă de aproximativ 10 kHz.

SECȚIUNEA 15-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este destinația amplificatoarelor de măsură? Enumerați trei dintre principalele lor caracteristici.
2. Ce componente sunt necesare pentru a construi un amplificator de măsură simplu?
3. Prin ce se determină câștigul unui amplificator de măsură elementar?
4. Într-o configurație cu AD521, R_S = 91 kΩ și R_G = 56 kΩ. Cum este câștigul în tensiune, subunitar sau supraunitar?

15-2 AMPLIFICATOARE DE IZOLARE

Amplificatoarele de izolare realizează izolarea în c.c. între intrare și ieșire, în scopul protejării utilizatorilor umani sau a echipamentelor sensibile în situații în care pot surveni contacte accidentale cu rețeaua de alimentare sau supratensiuni tranzitorii. Principalele domenii de utilizare a amplificatoarelor de izolare sunt aparatura medicală, instrumentele de măsură din sectorul energetic și industrial și testarea automată.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați și să explicați cum funcționează un amplificator de izolare

- ▶ Să explicați configurația de bază a unui amplificator de izolare
- ▶ Să prezentați o aplicație din domeniul electronicii medicale
- ▶ Să descrieți caracteristicile amplificatorului de izolare AD295

Amplificatorul de izolare elementar

Din unele puncte de vedere, amplificatorul de izolare poate fi considerat drept un AO sau un amplificator de măsură mai sofisticat. Amplificatorul de izolare are un circuit de intrare izolat galvanic de cel de ieșire și de circuitele de alimentare folosind transformatoare sau cuploare optice. În majoritatea cazurilor se folosesc transformatoare. Circuitele sunt integrate, cu excepția transformatoarelor. Deși modulele ce conțin atât circuitele integrate, cât și transformatoarele sunt mai mari decât capsulele standard de CI, ele sunt, în general, compatibile la pini pentru o mai ușoară montare pe cartelele de circuit.

Un amplificator de izolare tipic, cu trei porți, este format din trei secțiuni de bază, izolate și cuplate prin transformatoare. Așa cum arată schema bloc din fig. 15-8, cele trei secțiuni sunt: circuitul de intrare, circuitul de ieșire și secțiunea de alimentare. Secțiunea de intrare conține un amplificator de măsură sau un AO (în exemplul prezentat aici este un amplificator de măsură), o sursă de alimentare și un modulator. Secțiunea de ieșire conține un AO, o sursă de alimentare și un demodulator. Secțiunea de alimentare conține un oscilator care generează o tensiune alternativă, fiind alimentat în c.c.

Funcționarea Secțiunea de alimentare se alimentează în c.c. de la o sursă exterioară, iar oscilatorul pe care îl conține intră în oscilație, transformând energia de c.c. primită în energie de c.a. Frecvența oscilatorului este relativ mare, pentru ca transformatoarele să poată fi realizate la dimensiuni constructive mici; de exemplu, la un amplificator de izolare AD295, frecvența este de 80 kHz. Ieșirea de putere de c.a. a oscilatorului este cuplată atât cu secțiunea de intrare, cât și cu cea de ieșire prin intermediul transformatorului T_2. În interiorul secțiunilor de intrare și de ieșire, semnalul de putere de c.a. este redresat și filtrat de circuitele de alimentare ale secțiunilor respective, pentru a asigura alimentarea cu c.c. a amplificatoarelor.

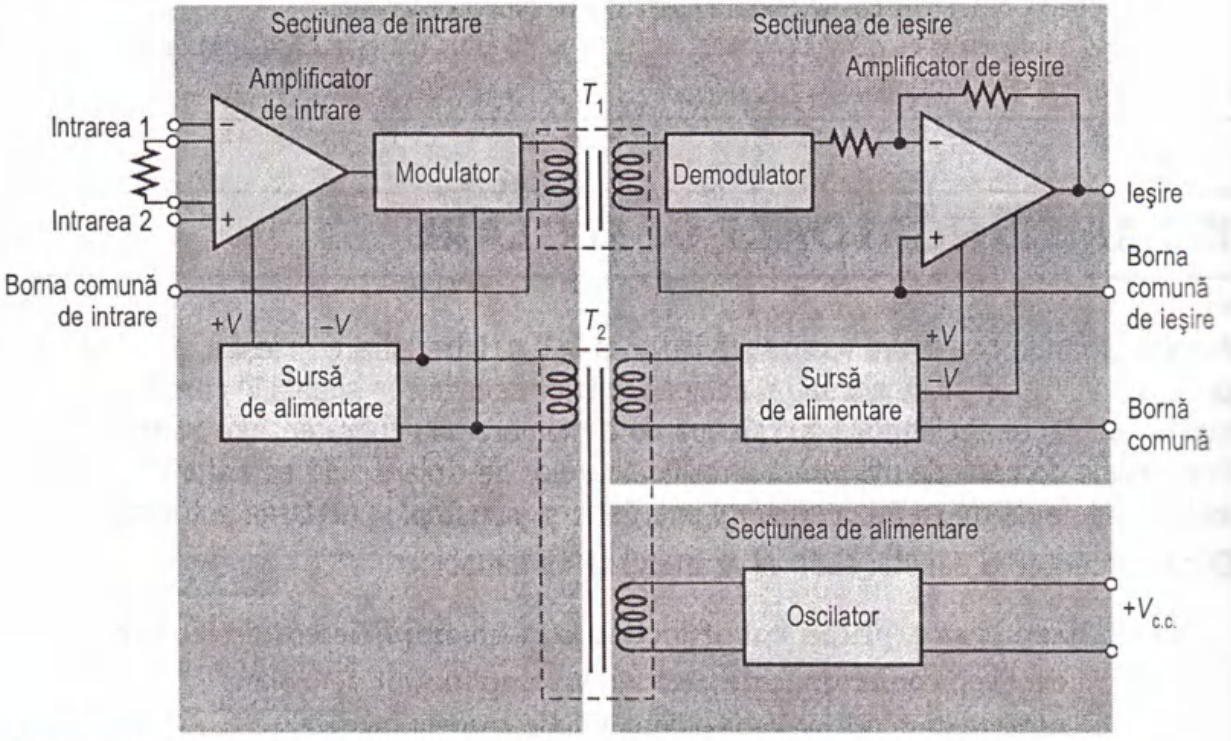


FIGURA 15-8

Schema bloc a unui amplificator de izolare elementar.

Semnalul de putere de c.a. este furnizat, de asemenea, către modulatorul din secțiunea de intrare, care îl modulează cu semnalul de la ieșirea amplificatorului de intrare. Semnalul modulat este transmis, prin transformatorul T_1, la secțiunea de ieșire, unde este demodulat. Prin demodulare se extrage semnalul original de pe semnalul de putere de c.a. Amplificatorul de ieșire îi adaugă un câștig suplimentar înainte de ieșirea din întregul sistem.

Deși amplificatorul de izolare este, structural, un sistem relativ complicat, în ansamblu este tot un amplificator. I se aplică o tensiune continuă de alimentare, un semnal de intrare și se obține un semnal de ieșire amplificat. Funcția de izolare nu se observă explicit.

Aplicații

După cum am arătat deja, amplificatoarele de izolare își găsesc aplicații în domeniul aparaturii medicale și la cuplarea unor traductoare amplasate la distanțe mari în medii industriale caracterizate de zgomot puternic, unde apare necesitatea realizării unor interfețe cu echipamentele sensibile. În aplicațiile din domeniul medicinei, prin care se urmăresc funcții fiziologice ca bătăile inimii și presiunea sanguină, semnalele foarte slabe ce furnizează asemenea informații se suprapun pe semnale puternice de mod comun, cum ar fi zgomotul datorat rețelei de alimentare, de 50 Hz, care se culege la nivelul pielii. În astfel de situații, în absența izolării galvanice, un contact accidental cu circuitele de c.c. sau o defectare a aparaturii ar putea fi fatale. În industriile chimică, nucleară și metalurgică, de exemplu, semnale de ordinul milivolților se găsesc, în mod normal, în prezența unor tensiuni de mod comun ce pot ajunge până la ordinul kilovolților. În asemenea situații, amplificatoarele de izolare pot amplifica semnalele slabe obținute cu echipamente puternic afectate de zgomot, furnizând semnale de ieșire de o calitate suficient de bună pentru a putea fi utilizate în condiții de siguranță în echipamente sensibile, cum sunt calculatoarele.

Figura 15-9 prezintă schema simplificată a unui amplificator de izolare dintr-un echipament destinat monitorizării cardiace. În acest caz se întâlnesc semnalele caracteristice inimii, care sunt foarte slabe, combinate cu semnale de mod comun mult mai puternice, generate de zgomotul muscular, zgomotul electrochimic, tensiunile reziduale de la nivelul electrozilor și zgomotul datorat rețelei de alimentare, de 50 Hz, de la nivelul pielii. Cea mai dificilă operație de această natură este monitorizarea ritmului cardiac al fătului, deoarece, pe lângă semnalele provenite de la inima acestuia și care sunt, de obicei, de ordinul a 50 μV, se culeg și semnale produse de inima mamei, de obicei, de aproximativ 1 mV. Tensiunile de mod comun se încadrează în domeniul 1 mV ... 100 mV. Prin rejecția semnalelor de mod comun efectuată de amplificatorul de izolare se separă semnalele provenite de la inima fătului de cele provenite de la inima mamei și de tensiunile de mod comun. Ca urmare, către echipamentele de vizualizare se transmit, practic, numai semnalele proprii fătului.

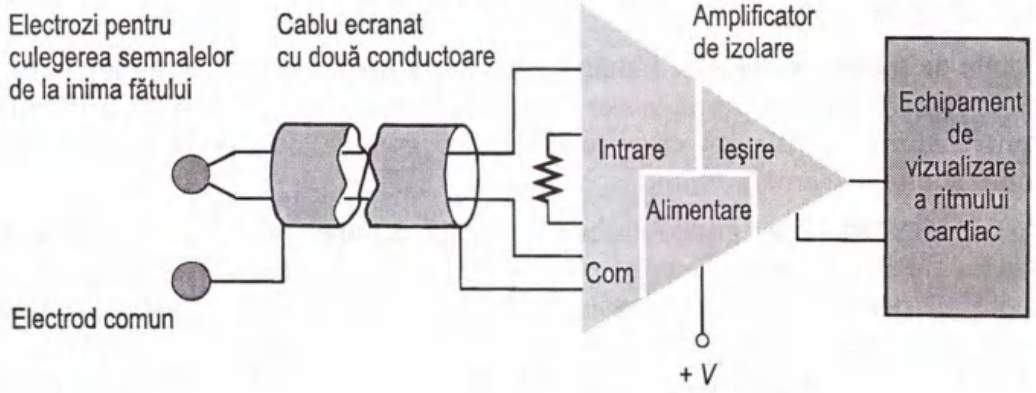


FIGURA 15-9

Monitorizarea ritmului cardiac fetal utilizându-se un amplificator de izolare.

Amplificator de izolare specializat

Acum, după ce ați aflat, în linii mari, ce este un amplificator de izolare și cum funcționează, să examinăm un dispozitiv reprezentativ, și anume AD 295, pentru a cunoaște mai bine amplificatoarele de izolare, din punct de vedere practic. Așa cum observați în fig. 15-10, AD295 prezintă multe similarități cu modelul de bază din fig. 15-8, cu excepția

faptului că amplificatorul de intrare este un AO și că numărul de borne de intrare și ieșire este mai mare. Pinii suplimentari facilitează reglarea câștigului și a decalajului, accesul la tensiunile continue din sursele izolate și alte funcții.

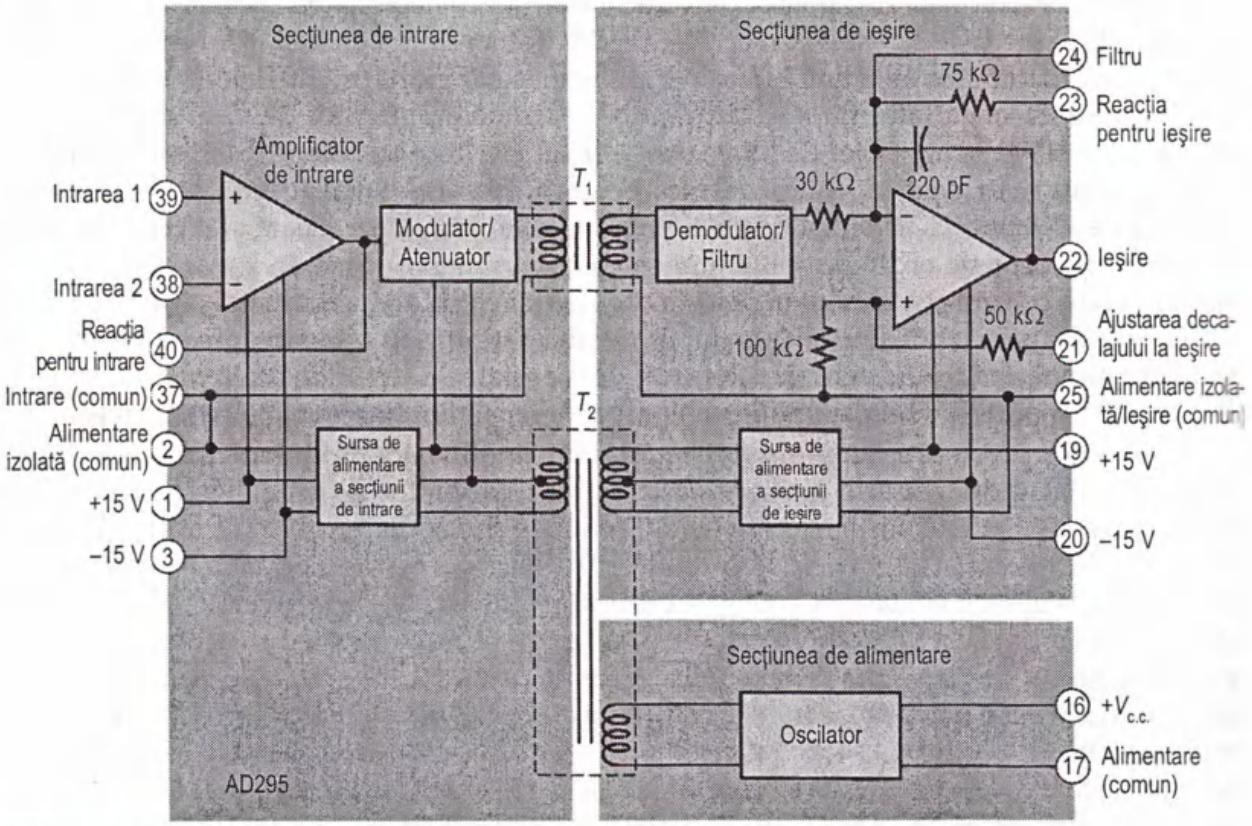


FIGURA 15-10

Amplificatorul de izolare AD295.

Tensiunile de ieșire ale surselor izolate Amplificatorul de izolare AD295 furnizează ±15 V de la fiecare din cele două surse de alimentare izolate. Aceste tensiuni sunt accesibile pentru alimentarea unor circuite exterioare conexe, cum ar fi preamplificatoare, traductoare și altele asemănătoare.

Câștigul în tensiune Câștigurile ambelor amplificatoare – de intrare și de ieșire – se poate fixa cu ajutorul unor rezistoare exterioare. Câștigul în tensiune global al dispozitivului poate lua orice valoare din domeniul 1 ... 1000. În fig. 15-11 sunt prezentate conexiunile necesare pentru obținerea câștigului unitar. Ieșirea amplificatorului de intrare este adusă direct la intrarea lui inversoare (pinul 40 la pinul 38), într-o configurație de repetor de tensiune cu câștigul 1. Circuitul de atenuare din blocul de modulare/atenuare este realizat astfel încât să introducă atenuarea fixă de 0,4. Pentru a compensa această atenuare, amplificatorul de ieșire are câștigul de 2,5 (A_v = 75 kΩ/30 kΩ = 2,5), în condițiile în care ieșirea este conectată direct la rezistorul de reacție de 75 kΩ (pinul 22 la pinul 23). În acest mod, câștigul global obținut este 1 (0,4 x 2,5 = 1).

Câștiguri de până la 1000 se pot realiza prin conectarea unor rezistoare exterioare ca în fig. 15-12. Aici, amplificatorul de intrare este conectat în configurație neinversoare, însă el poate fi conectat și în configurație inversoare. Câștigul în tensiune al amplificatorului de intrare este:

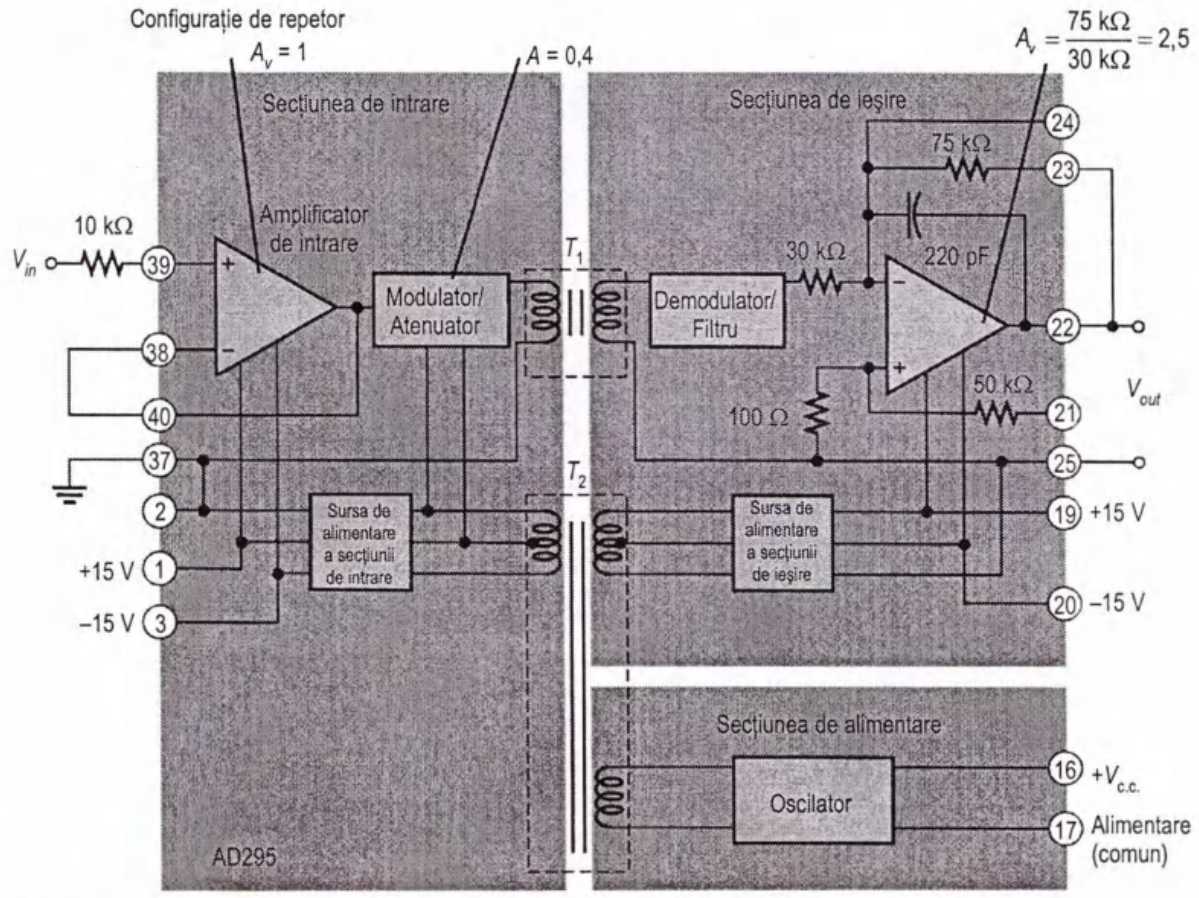


FIGURA 15-11

Conexiunile necesare obținerii câștigului unitar la amplificatorul de izolare AD295.

$$A_{v(intrare)} = 1 + \frac{R_r}{R_1} \tag{15-4}$$

La AD295 trebuie conectat și un rezistor de 10 kΩ în serie cu intrarea, cum se arată în figură. De asemenea, $R_r + R_1$ trebuie să fie de minimum 10 kΩ. R_r este rezistorul de reacție, iar R_1 este rezistorul de intrare al configurației cu AO.

Câștigul în tensiune al amplificatorului de ieșire poate fi mărit peste valoarea de 2,5 prin adăugarea unui rezistor exterior în serie cu rezistorul intern de 75 kΩ, ca în fig. 15-12. În acest caz, câștigul în tensiune al amplificatorului de ieșire este:

$$A_{v(ieșire)} = \frac{75\,k\Omega + R_{ext}}{30\,k\Omega} \tag{15-5}$$

Ajustarea decalajului Conexiunile exterioare necesare ajustării tensiunilor de decalaj aferente secțiunilor de intrare și de ieșire sunt cele din fig. 15-13, pentru configurația cu câștig unitar. Valorile rezistoarelor sunt recomandate de producătorul acestui tip de dispozitiv.

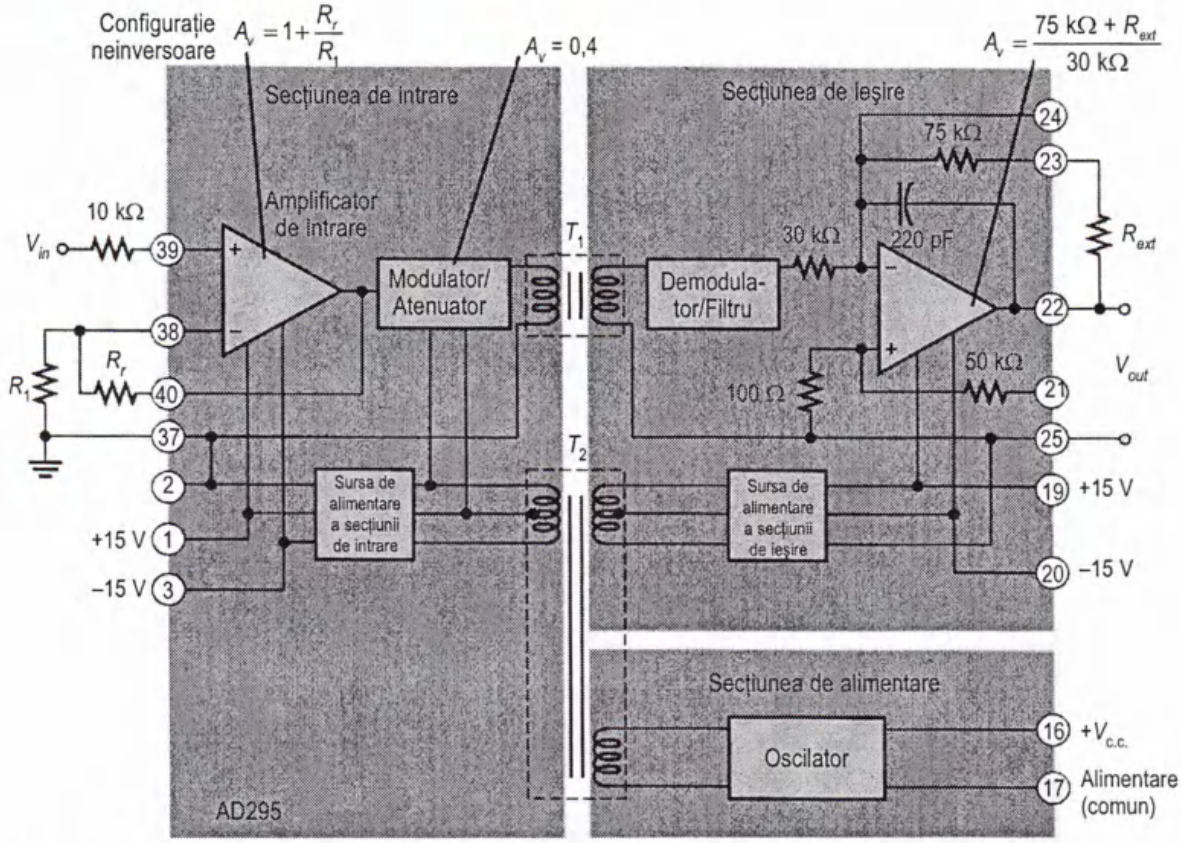


FIGURA 15-12

Conexiunile necesare pentru obținerea unui câștig diferit de cel unitar la amplificatorul de izolare AD295.

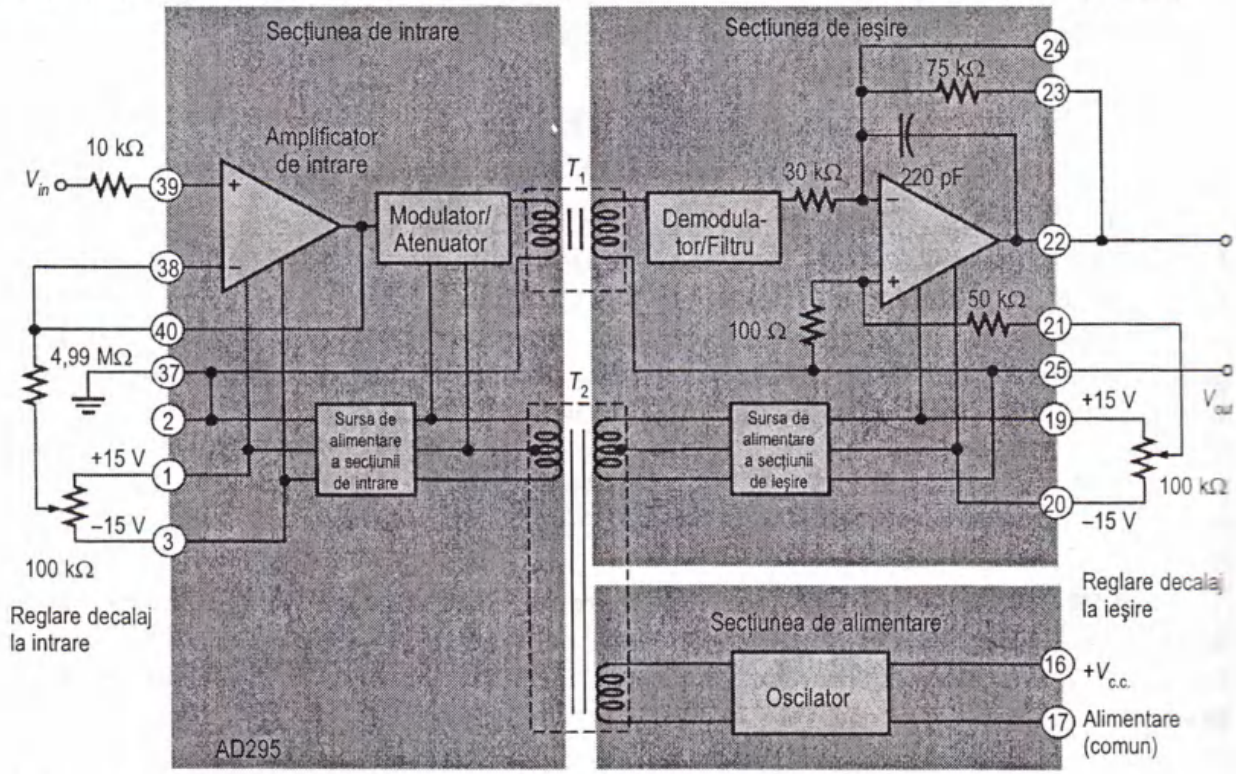


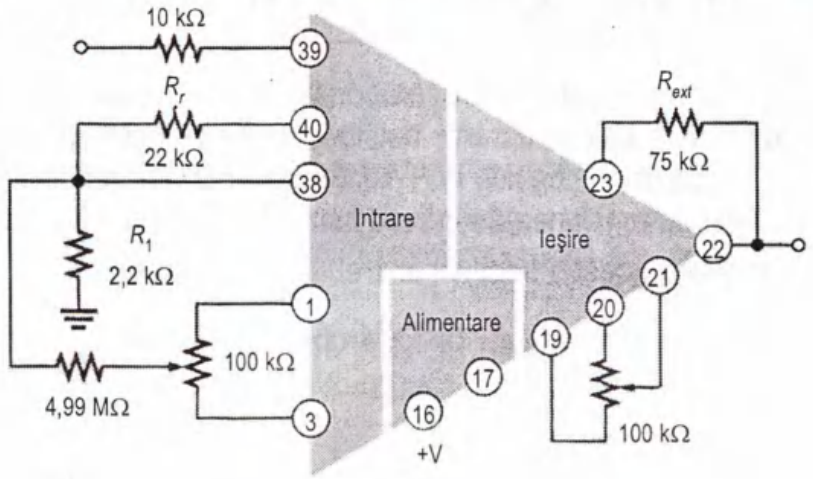
FIGURA 15-13

Ajustarea tensiunilor de decalaj la amplificatorul de izolare AD295.

EXEMPLUL 15-3

Determinați câștigul în tensiune global al amplificatorului de izolare AD295 din fig. 15-14.

FIGURA 15-14



Rezolvare

Câștigul în tensiune al amplificatorului de intrare este:

$$A_{v(intrare)} = 1 + \frac{R_r}{R_1} = 1 + \frac{22\,k\Omega}{2,2\,k\Omega} = 1 + 10 = 11$$

Câștigul în tensiune al amplificatorului de ieșire este:

$$A_{v(ieșire)} = \frac{75\,k\Omega + R_{ext}}{30\,k\Omega} = \frac{75\,k\Omega + 75\,k\Omega}{30\,k\Omega} = 5$$

Întrucât, la AD295, atenuarea fixă intrinsecă este de 0,4, câștigul în tensiune global al amplificatorului de izolare este:

$$A'_v = A_{v(intrare)} \times A_{v(ieșire)} \times Atenuarea = (11)(5)(0,4) = \mathbf{22}$$

Exercițiu complementar Alegeți valorile potrivite pentru rezistoare și arătați cum trebuie conectate acestea pentru ca amplificatorul de izolare din fig. 15-14 să realizeze un câștig în tensiune global de aproximativ 10.

SECȚIUNEA 15-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În ce domenii își găsesc aplicații amplificatoarele de izolare?
2. Care sunt cele trei secțiuni ale unui amplificator de izolare tipic?
3. Cum sunt conectate secțiunile într-un amplificator de izolare?
4. Ce rol are oscilatorul într-un amplificator de izolare?

15-3 AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE DE TRANSCONDUCTANȚĂ (AOT)

După cum știți, amplificatoarele operaționale convenționale sunt, în primul rând, amplificatoare de tensiune a căror tensiune de ieșire este egală cu tensiunea de intrare înmulțită cu valoarea câștigului. AOT sunt amplificatoare tensiune-curent, curentul lor de ieșire fiind egal cu tensiunea de intrare înmulțită cu valoarea câștigului.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

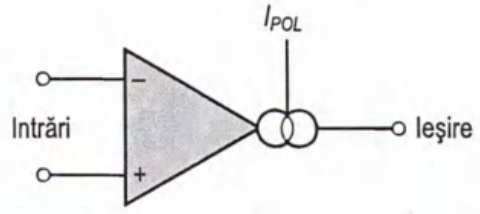
Să analizați și să explicați funcționarea unui AOT

- Să recunoașteți simbolul AOT
- Să definiți *transconductanța*
- Să explicați relația dintre transconductanță și curentul de polarizare
- Să descrieți caracteristicile AOT CA3080
- Să prezentați câteva aplicații cu AOT

În fig. 15-15 este prezentat simbolul unui amplificator operațional de transconductanță (AOT). Cele două cercuțe de la ieșire reprezintă o sursă de curent de ieșire ce depinde de curentul de polarizare. Ca și AO convenționale, AOT prezintă două terminale pentru intrare diferențială, impedanță mare de intrare și CMRR mare. Însă, spre deosebire de AO, AOT mai sunt prevăzute cu un terminal de intrare a curentului de polarizare, au impedanța de ieșire mare, iar câștigul în tensiune în buclă deschisă nu este fixat.

FIGURA 15-15

Simbolul amplificatorului operațional de transconductanță (AOT).



Transconductanța este câștigul AOT

Prin definiție, **transconductanța** unui dispozitiv electronic este raportul dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare. La AOT, tensiunea este variabila de intrare, iar curentul este variabila de ieșire; prin urmare, raportul dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare reprezintă, totodată, câștigul. În consecință, câștigul curent-tensiune al AOT este tocmai transconductanța lui, g_m.

$$g_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} \tag{15-6}$$

La AOT, expresia transconductanței conține o constantă (K) înmulțită cu curentul de polarizare (I_{POL}), ca în formula (15-7). Valoarea constantei depinde de concepția structurală a circuitului.

$$g_m = KI_{POL} \tag{15-7}$$

Curentul de ieșire este comandat de tensiunea de intrare și de curentul de polarizare, conform relației:

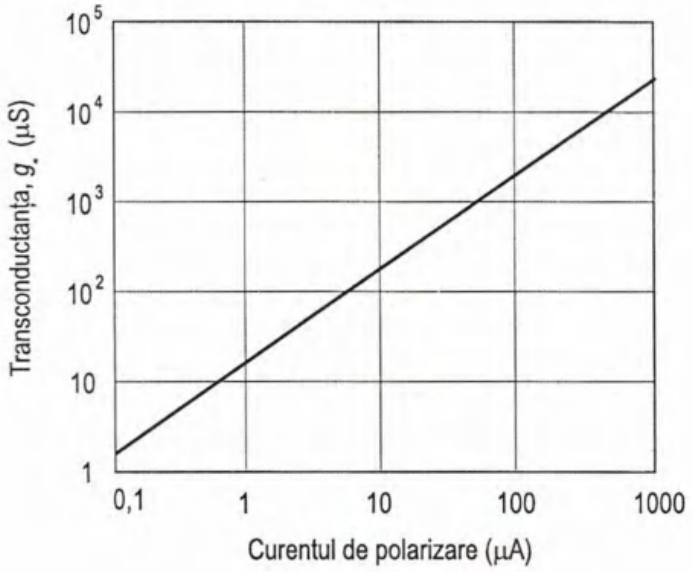
$$I_{out} = g_m V_{in} = KI_{POL} V_{in}$$

Transconductanța ca funcție de curentul de polarizare

Relația dintre transconductanță și curentul de polarizare este o caracteristică importantă a AOT. Diagrama din fig. 15-16 ilustrează dependența tipică. Observați că transconductanța crește liniar cu curentul de polarizare. Constanta de proporționalitate K este panta acestei drepte. În cazul de față, K este aproximativ 16.

FIGURA 15-16

Graficul dependenței transconductanței de curentul de polarizare la un AOT tipic.



EXEMPLUL 15-4

Dacă un AOT are g_m = 1000 μS, cât este curentul de ieșire, dacă tensiunea de intrare este de 25 mV?

Rezolvare

$$I_{out} = g_m V_{in} = (1000\,\mu S)(25\,mV) = \mathbf{25\,\mu A}$$

Exercițiu complementar Considerând că, pentru graficul din fig. 15-16, $K \cong 16$, determinați cu aproximație curentul de polarizare necesar pentru realizarea valorii g_m = 1000 μS.

Circuite de bază cu AOT

În fig. 15-17 este prezentat un AOT utilizat ca amplificator inversor cu câștigul în tensiune fixat. Câștigul în tensiune este determinat de transconductanță și de rezistența de sarcină astfel:

$$V_{out} = I_{out} R_S$$

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_S}$$

$$g_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{(V_{out}/R_S)}{V_{in}} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)\left(\frac{1}{R_S}\right)$$

$$g_m R_S = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Întrucât V_{out}/V_{in} reprezintă câștigul în tensiune,

$$A_v = g_m R_S$$

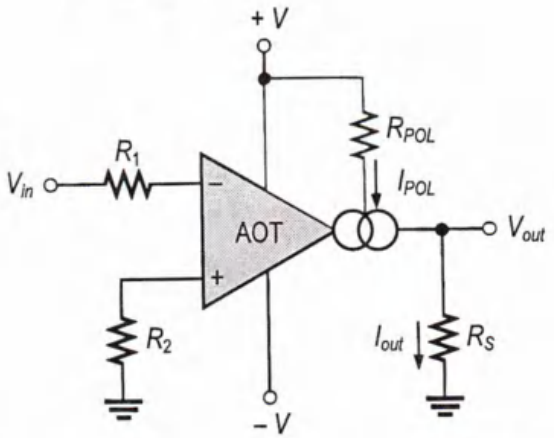


FIGURA 15-17

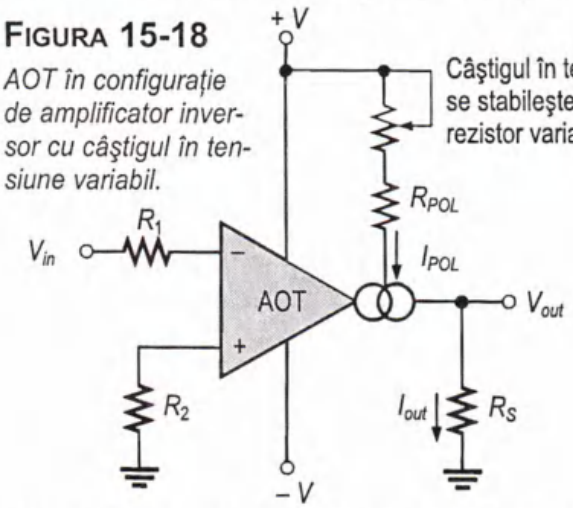
AOT în configurație de amplificator inversor cu câștigul în tensiune fixat.

Transconductanța amplificatorului din fig. 15-17 este determinată de valoarea curentului de polarizare, care, la rândul său, depinde de tensiunile de alimentare în c.c. și de rezistorul de polarizare R_{POL}.

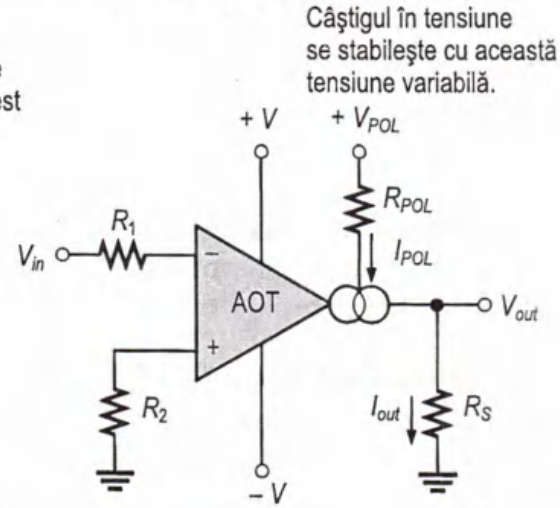
Una dintre cele mai utile caracteristici ale AOT este faptul că se poate stabili câștigul în tensiune prin intensitatea curentului de polarizare. Acest lucru se poate face manual, ca în fig. 15-18(a), conectând un rezistor variabil în serie cu R_{POL} din circuitul din fig. 15-17. Prin varierea rezistenței se variază I_{POL}, ceea ce duce la variația transconductanței. Modificarea transconductanței are ca efect modificarea câștigului în tensiune. Se mai poate stabili câștigul în tensiune prin aplicarea din exterior a unei tensiuni variabile, ca în fig. 15-18(b). Prin varierea tensiunii de polarizare aplicate se variază curentul de polarizare.

FIGURA 15-18

AOT în configurație de amplificator inversor cu câștigul în tensiune variabil.



(a) Amplificator cu câștigul stabilit prin intermediul unei rezistențe



(b) Amplificator cu câștigul stabilit prin intermediul unei tensiuni

Prezentarea unui AOT

CA3080 este un AOT tipic și va servi ca exemplu de dispozitiv reprezentativ. Configurația pinilor săi este cea din fig. 5-19, pentru o capsulă DIP cu opt pini. Tensiunile continue maxime de alimentare sunt ±15 V, iar transconductanța sa caracteristică se întâmplă să fie chiar aceea reprezentată de graficul din fig. 15-16. La CA3080, curentul de polarizare se calculează cu formula:

$$I_{POL} = \frac{+V_{POL} - (-V) - 0{,}7\,\text{V}}{R_{POL}}$$

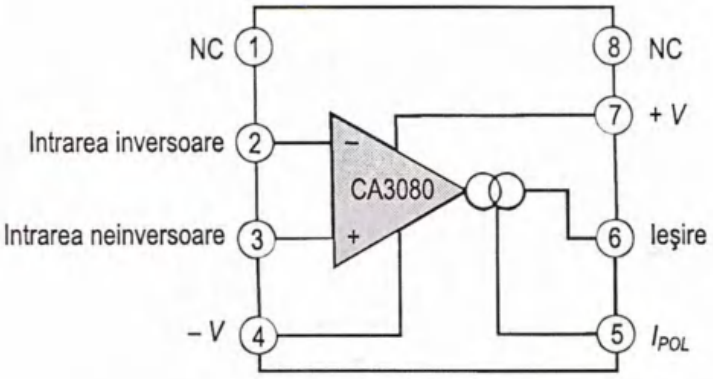


FIGURA 15-19
AOT CA3080.

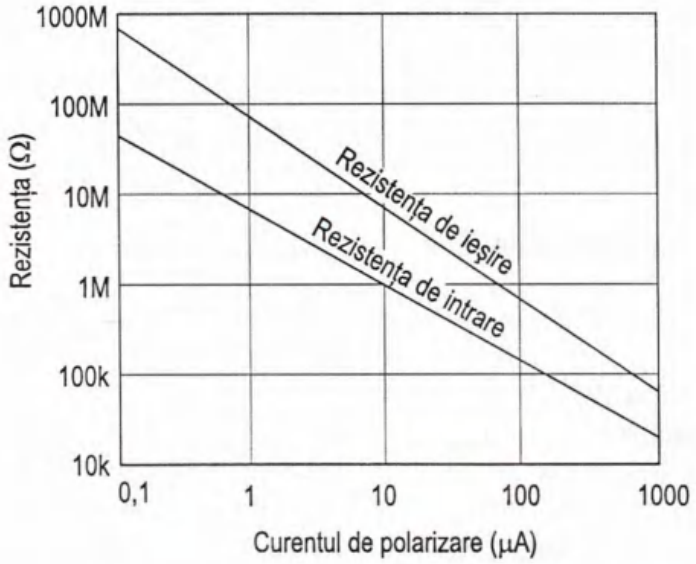


FIGURA 15-20
Rezistențele de intrare și de ieșire în funcție de curentul de polarizare.

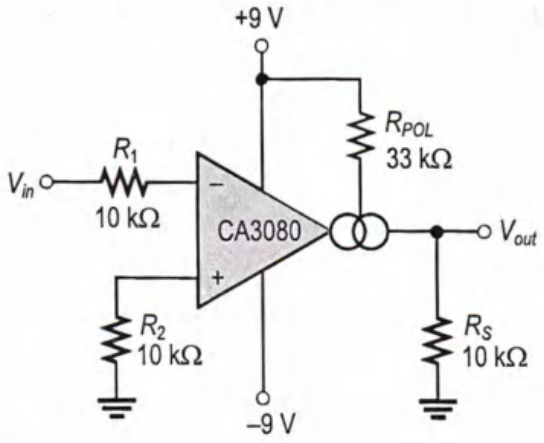
Tensiunea de +0,7 V provine din interiorul circuitului, legătura dintre rezistorul exterior R_{POL} și tensiunea negativă de alimentare ($-V$) fiind asigurată de o joncțiune bază-emitor. Tensiunea de polarizare pozitivă, $+V_{POL}$, se poate obține din tensiunea pozitivă de alimentare, $+V$.

Nu numai transconductanța AOT variază cu curentul de polarizare, ci și rezistențele lui de intrare și de ieșire. Atât rezistența de intrare, cât și cea de ieșire scad la creșterea curentului de polarizare, cum se observă în fig. 15-20 pentru un CA3080.

EXEMPLUL 15-5

AOT din fig. 15-21 este conectat ca amplificator inversor cu câștig fixat, iar $V_{POL} = +V$. Determinați cu aproximație câștigul în tensiune.

FIGURA 15-21



Rezolvare

Curentul de polarizare se calculează astfel:

$$I_{POL} = \frac{+V_{POL} - (-V) - 0{,}7\,\text{V}}{R_{POL}} = \frac{9\,\text{V} - (-9\,\text{V}) - 0{,}7\,\text{V}}{33\,\text{k}\Omega} = 524\,\mu\text{A}$$

Din graficul din fig. 15-16, $K \cong 16$. Deci:

$$g_m = KI_{POL} \cong 16(524\,\mu\text{A}) = 8{,}38 \times 10^3\,\mu\text{S}$$

Cu această valoare pentru g_m se calculează cu aproximație câștigul în tensiune.

$$A_v = g_m R_S \cong (8{,}38 \times 10^3\,\mu\text{S})(10\,\text{k}\Omega) = \mathbf{83{,}8}$$

Exercițiu complementar Dacă AOT din fig. 15-21 este alimentat cu c.c. la ±12 V, câștigul său în tensiune se va modifica? În cazul unui răspuns afirmativ, precizați noua valoare.

Două aplicații cu AOT

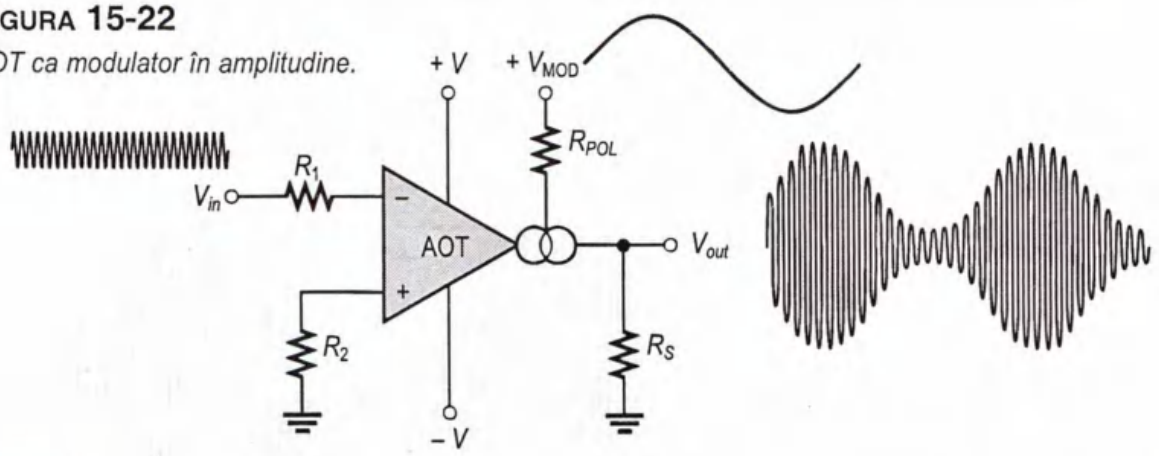
Modulator în amplitudine În fig. 15-22 este prezentat un AOT în configurație de modulator în amplitudine. Câștigul lui în tensiune se variază prin aplicarea unei tensiuni modulatoare la intrarea de polarizare. Când la intrarea AOT se aplică un semnal cu amplitudinea constantă, amplitudinea semnalului de ieșire variază în concordanță cu variațiile tensiunii modulatoare de la intrarea de polarizare. Câștigul depinde de curentul de polarizare, iar între acesta și tensiunea modulatoare există relația următoare:

$$I_{POL} = \frac{V_{MOD} - (-V) - 0{,}7\,\text{V}}{R_{POL}}$$

Procesul de modulare este ilustrat în fig. 15-22, tensiunea sinusoidală de intrare având frecvența mai mare decât tensiunea sinusoidală modulatoare.

FIGURA 15-22

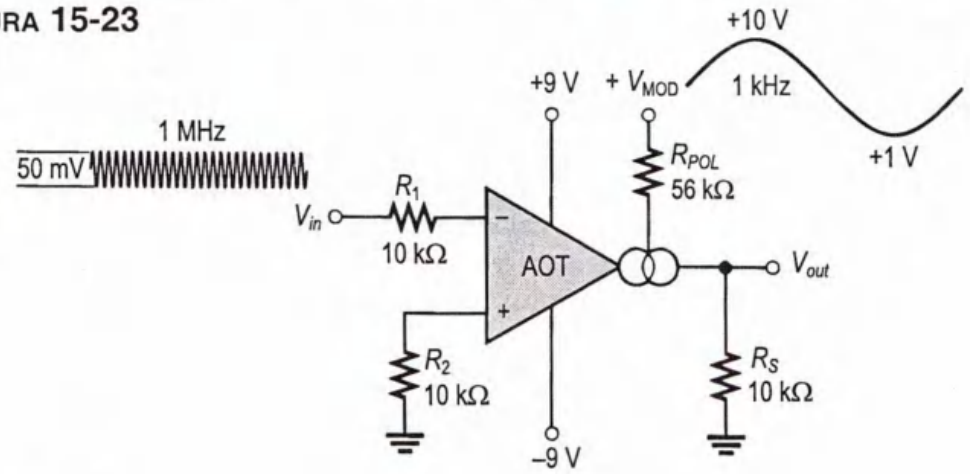
AOT ca modulator în amplitudine.



EXEMPLUL 15-6

La intrarea modulatorului în amplitudine din fig. 15-23, realizat cu AOT, se aplică o tensiune sinusoidală de 50 mV vârf la vârf și frecvența de 1 MHz. Ce semnal se obține la ieșire, dacă la intrarea de polarizare se aplică tensiunea modulatoare din figură?

FIGURA 15-23



Rezolvare

Câștigul în tensiune maxim se obține pentru valoarea maximă a I_{POL} și deci a g_m. Aceasta apare la vârful de maxim al tensiunii modulatoare, V_{MOD}.

$$I_{POL(max)} = \frac{V_{MOD(max)} - (-V) - 0,7\,V}{R_{POL}} = \frac{10\,V - (-9\,V) - 0,7\,V}{56\,k\Omega} = 327\,\mu A$$

Din graficul din fig. 15-16, constanta K are aproximativ valoarea 16.

$$g_m = KI_{POL(max)} \cong 16(327\,\mu A) = 5,23\,mS$$

$$A_{v(max)} = g_m R_S \cong (5,23\,mS)(10\,k\Omega) = 52,3$$

$$V_{out(max)} = A_{v(max)} V_{in} \cong (52,3)(50\,mV) = 2,62\,V$$

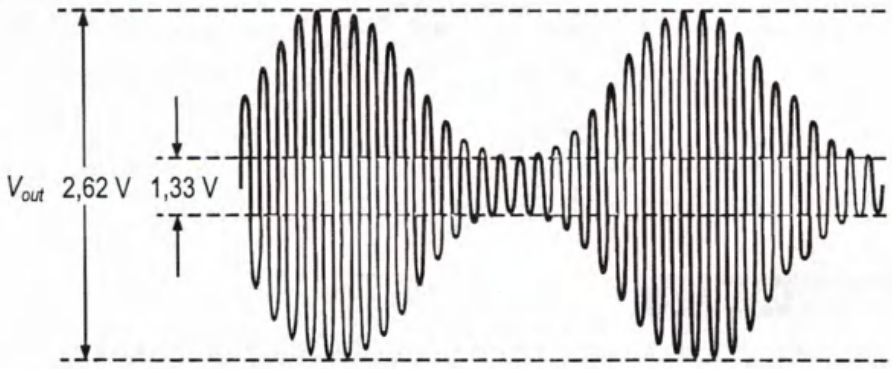
Curentul de polarizare minim este:

$$I_{POL(min)} = \frac{V_{MOD(min)} - (-V) - 0,7\,V}{R_{POL}} = \frac{1\,V - (-9\,V) - 0,7\,V}{56\,k\Omega} = 166\,\mu A$$

$$g_m = KI_{POL(min)} \cong 16(166\,\mu A) = 2,66\,mS$$
$$A_{v(min)} = g_m R_S \cong (2,66\,mS)(10\,k\Omega) = 26,6$$
$$V_{out(min)} = A_{v(min)} V_{in} \cong (26,6)(50\,mV) = 1,33\,V$$

Tensiunea de ieșire obținută este prezentată în fig. 15-24.

FIGURA 15-24

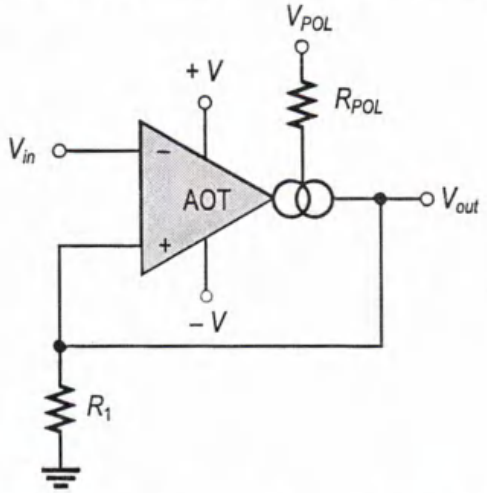


Exercițiu complementar Reluați exemplul înlocuind semnalul modulator sinusoidal cu un semnal rectangular având aceleași niveluri de maxim și minim, valoarea rezistorului de polarizare fiind de 39 kΩ.

Trigger Schmitt În fig. 15-25 apare un AOT în configurație de trigger Schmitt. În principiu, un trigger Schmitt este un comparator cu histerezis a cărui tensiune de intrare este suficient de mare pentru ca dispozitivul să fie forțat să lucreze în stările de saturație. Când tensiunea de intrare depășește o anumită valoare de prag (de amorsare), dispozitivul comută la ieșire într-una dintre stările de saturație. Când tensiunea de intrare scade sub un prag de o altă valoare, ieșirea dispozitivului comută în starea de saturație anterioară.

FIGURA 15-25

AOT în configurație de trigger Schmitt.



În cazul unui trigger Schmitt realizat cu AOT, valorile de prag sunt stabilite de curentul prin rezistorul R_1. Curentul maxim de ieșire al unui AOT este egal cu curentul de polarizare. Prin urmare, în cele două stări de saturație de la ieșire, $I_{out} = I_{POL}$. Tensiunea de ieșire maximă pozitivă este $I_{out}R_1$, aceasta fiind valoarea pragului superior. Când tensiunea de intrare o depășește, semnalul de ieșire comută la valoarea maximă negativă, adică $-I_{out}R_1$. Întrucât $I_{out} = I_{POL}$, tensiunile de prag se pot stabili prin intermediul curentului de polarizare. Situația descrisă este ilustrată în fig. 15-26.

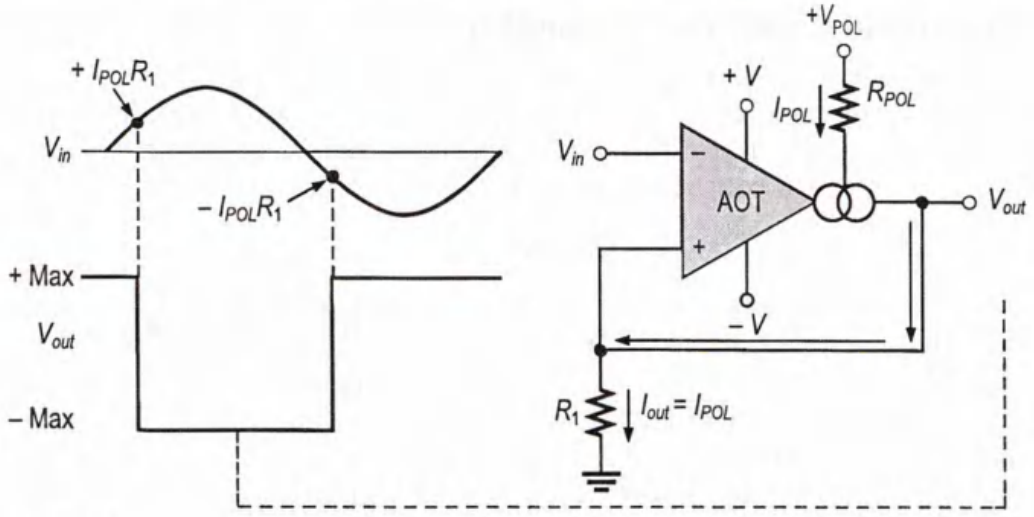


FIGURA 15-26

Principiul de funcționare al unui trigger Schmitt cu AOT.

SECȚIUNEA 15-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce reprezintă inițialele AOT?
2. La creșterea curentului de polarizare, transconductanța unui AOT se mărește sau se micșorează?
3. Cum se modifică valoarea câștigului în tensiune al unui AOT în configurație de amplificator cu câștigul în tensiune fixat, dacă tensiunile de alimentare se măresc?
4. Cum se modifică valoarea câștigului în tensiune al unui AOT în configurație de amplificator de tensiune cu câștig variabil, dacă tensiunea de la intrarea de polarizare se micșorează?

15-4 AMPLIFICATOARE LOGARITMICE ŞI ANTILOGARITMICE

Amplificatoarele logaritmice generează un semnal de ieșire proporțional cu logaritmul semnalului de intrare, iar amplificatoarele antilogaritmice au semnalul de ieșire proporțional cu antilogaritmul semnalului de intrare. Ele se utilizează în situații în care sunt necesare comprimarea unor date de intrare analogice, liniarizarea semnalului furnizat de traductoarele cu caracteristică de ieșire exponențială, înmulțirea și împărțirea unor semnale analogice. În secțiunea de față vom expune principiile de realizare a amplificatoarelor logaritmice.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați și să explicați funcționarea amplificatoarelor logaritmice și antilogaritmice

- Să descrieți configurațiile circuitelor de reacție
- Să definiți *logaritmul* și *logaritmul natural*
- Să prezentați metoda de compresie a semnalelor cu amplificatoare logaritmice

Amplificatorul logaritmic elementar

Elementul principal al unui amplificator logaritmic este un dispozitiv cu caracteristică logaritmică. Introdus în bucla de reacție a unui AO, acesta generează un răspuns logaritmic, deci tensiunea de ieșire variază cu logaritmul tensiunii de intrare, cum arată și relația următoare. K este o constantă, iar cu ln s-a notat **logaritmul natural**, în baza e.

$$V_{out} = -K \ln(V_{in}) \tag{15-8}$$

În continuare vom lucra cu logaritmi naturali, dar expresiile ce urmează pot fi transformate pentru logaritmi în baza 10 ($\log_{10}$) cu ajutorul relației $\ln x = 2{,}3 \log_{10} x$.

O joncțiune *pn* semiconductoare – fie o diodă, fie joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar – prezintă o caracteristică logaritmică. Amintiți-vă că dioda are caracteristica neliniară până la tensiunea directă de aproximativ 0,7 V. În fig. 15-27 este prezentat graficul caracteristicii, notațiile folosite fiind I_F pentru curentul prin diodă în conducție directă și V_F pentru căderea de tensiune directă pe diodă.

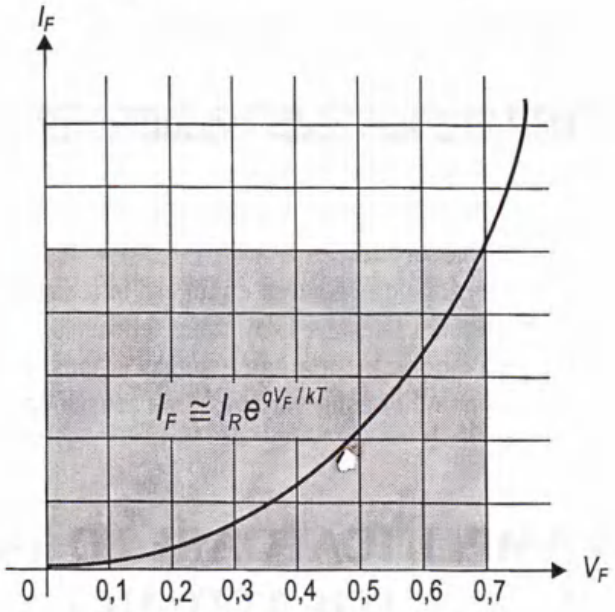


FIGURA 15-27
Porțiune din graficul caracteristicii unei diode (joncțiune pn), dependența I_F-V_F.

Observați, în figură, că graficul diodei este neliniar. În plus, este logaritmic, fiind definit prin relația:

$$I_F \cong I_R e^{qV_F/kT}$$

unde I_R este curentul rezidual invers, q este sarcina electronului, k este constanta lui Boltzmann și T este temperatura absolută, în grade Kelvin. Tensiunea directă pe diodă, V_F, se explicitează din această formulă logaritmând ambii membri în baza e (logaritmi naturali).

$$\ln I_F = \ln I_R e^{qV_F/kT}$$

Logaritmul unui produs este egal cu suma logaritmilor factorilor.

$$\ln I_F = \ln I_R + \ln e^{qV_F/kT} = \ln I_R + \frac{qV_F}{kT}$$

$$\ln I_F - \ln I_R = \frac{qV_F}{kT}$$

Diferența a doi logaritmi este egală cu logaritmul raportului cantităților logaritmate.

$$\ln\left(\frac{I_F}{I_R}\right)=\frac{qV_F}{kT}$$

Se explicitează V_F:

$$V_F=\left(\frac{kT}{q}\right)\ln\left(\frac{I_F}{I_R}\right)$$

Amplificator logaritmic cu diodă Dacă în bucla de reacție a unui circuit cu AO se introduce o diodă, ca în fig. 15-28, se obține cel mai simplu amplificator logaritmic. Deoarece intrarea inversoare se află la masa virtuală (0V), când semnalul de intrare este pozitiv, la ieșire se culege $-V_F$. Și, întrucât V_F este logaritmică, V_{out} este tot logaritmică. Tensiunea de ieșire este limitată la valoarea maximă de aproximativ –0,7 V deoarece caracteristica diodei este logaritmică numai la valori mai mici decât aceasta. De asemenea, tensiunea de intrare trebuie să fie pozitivă dacă dioda este orientată în sensul din figură. Pentru a lucra cu intrări negative, dioda trebuie conectată invers.

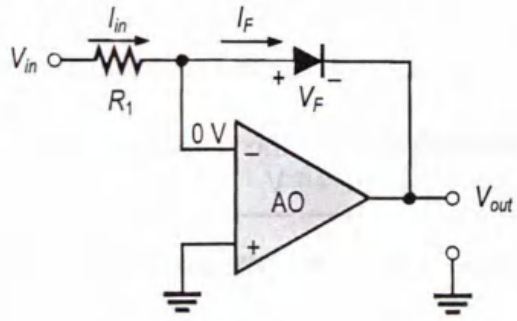


FIGURA 15-28

Amplificator logaritmic simplu, având o diodă ca element de reacție.

În analizarea circuitului din fig. 15-28 se pleacă de la considerentul că $V_{out} = -V_F$ și $I_F = I_{in}$ din cauză că prin intrarea inversoare nu circulă curent.

$$V_{out}=-V_F$$

$$I_F=I_{in}=\frac{V_{in}}{R_1}$$

Se înlocuiește V_F cu expresia obținută anterior:

$$V_{out}=-\left(\frac{kT}{q}\right)\ln\left(\frac{V_{in}}{I_R R_1}\right)$$

Factorul kT/q este o constantă egală cu aproximativ 25 mV la 25°C. Deci expresia tensiunii de ieșire este:

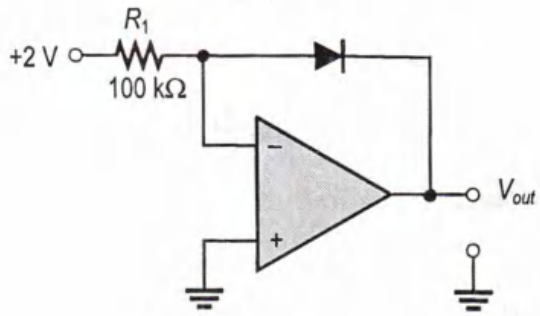
$$V_{out}\cong-(0{,}025\,\text{V})\ln\left(\frac{V_{in}}{I_R R_1}\right) \qquad (15\text{-}9)$$

Formula (15-9) arată că tensiunea de ieșire este o funcție de logaritmul tensiunii de intrare, precedată de semnul minus. Valoarea ei este determinată de valoarea tensiunii de intrare și de cea a rezistorului R_1. Celălalt factor, I_R, este o constantă a fiecărei diode.

EXEMPLUL 15-7

Determinați tensiunea de ieșire a amplificatorului logaritmic din fig. 15-29. Se cunoaște $I_R = 50$ nA.

FIGURA 15-29



Rezolvare

Tensiunea de intrare și valoarea rezistorului sunt notate pe figura 15-29.

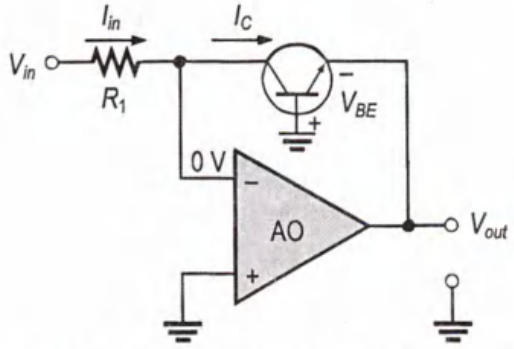
$$V_{out} = -(0{,}025\,\text{V})\ln\left(\frac{V_{in}}{I_R R_1}\right) = -(0{,}025\,\text{V})\ln\left(\frac{2\text{V}}{50\,\text{nA}\times 100\,\text{k}\Omega}\right)$$
$$= -(0{,}025\,\text{V})\ln(400) = -(0{,}025\,\text{V})(5{,}99) = \mathbf{-0{,}150\,V}$$

Exercițiu complementar Calculați tensiunea de ieșire a amplificatorului logaritmic dacă tensiunea de intrare este de +4 V.

Amplificator logaritmic cu tranzistor bipolar cu joncțiuni Joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar prezintă o caracteristică de același tip ca dioda, deoarece este tot o joncțiune *pn*. În fig. 15-30 este prezentat un amplificator logaritmic realizat cu un tranzistor bipolar conectat în bucla de reacție în configurație cu baza comună. Remarcați că, față de masă, V_{out} este egală cu $-V_{BE}$.

FIGURA 15-30

Amplificator logaritmic elementar, având ca element de reacție un tranzistor bipolar.



Analiza acestui circuit este similară celei aferente amplificatorului logaritmic cu diodă, cu excepția faptului că V_F se înlocuiește cu $-V_{BE}$, I_F cu I_C și I_R cu I_{EBO}. Expresia dependenței I_C-V_{BE} este:

$$I_C = I_{EBO}e^{qV_{BE}/kT}$$

unde I_{EBO} este curentul rezidual emitor-bază. Expresia tensiunii de ieșire este:

$$V_{out} = -(0{,}025\,\text{V})\ln\left(\frac{V_{in}}{I_{EBO}R_1}\right) \qquad (15\text{-}10)$$

EXEMPLUL 15-8

Cât este V_{out} a unui amplificator logaritmic cu tranzistor cu V_{in} = 3 V și R_1 = 68 kΩ? Se cunoaște I_{EBO} = 40 nA.

Rezolvare

$$V_{out} = -(0,025\,\text{V})\ln\left(\frac{V_{in}}{I_{EBO}R_1}\right) = -(0,025\,\text{V})\ln\left(\frac{3\,\text{V}}{40\,\text{nA}\times 68\,\text{k}\Omega}\right)$$
$$= -(0,025\,\text{V})\ln(1102,94) = -0,1751\,\text{V} = \mathbf{-175,1\,mV}$$

Exercițiu complementar Calculați V_{out} dacă R_1 se înlocuiește cu un rezistor de 33 kΩ.

Amplificatorul antilogaritmic elementar

Logaritmul unui număr este puterea la care trebuie ridicată baza pentru a se obține acel număr. Antilogaritmul unui număr este rezultatul ridicării bazei la o putere egală cu acel număr. Pentru a obține un antilogaritm se utilizează funcția exponențială (antilogaritm de $x = e^x$).

Un amplificator antilogaritmic se realizează prin conectarea unui tranzistor (sau a unei diode) drept element de intrare, ca în fig. 15-31. Și aici este valabilă expresia exponențială caracteristică joncțiunii *pn*. Tensiunea de ieșire este determinată de curentul prin rezistorul de reacție (egal cu curentul de colector).

$$V_{out} = -R_r I_C$$

Relația caracteristică joncțiunii *pn* este:

$$I_C = I_{EBO}e^{qV_{BE}/kT}$$

Înlocuim I_C în prima formulă:

$$V_{out} = -R_r I_{EBO}e^{qV_{BE}/kT}$$

După cum observați în fig. 15-31, $V_{in} = V_{BE}$.

$$V_{out} = -R_r I_{EBO}e^{qV_{in}/kT}$$

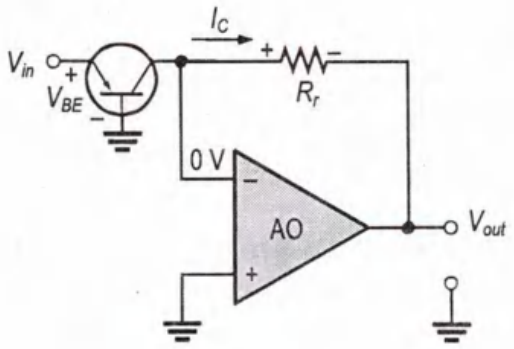


FIGURA 15-31
Amplificator antilogaritmic elementar.

Factorul constituit de funcția exponențială poate fi exprimat ca antilogaritm astfel:

$$V_{out} = -R_r I_{EBO}\,\text{antilog}\left(\frac{V_{in}q}{kT}\right)$$

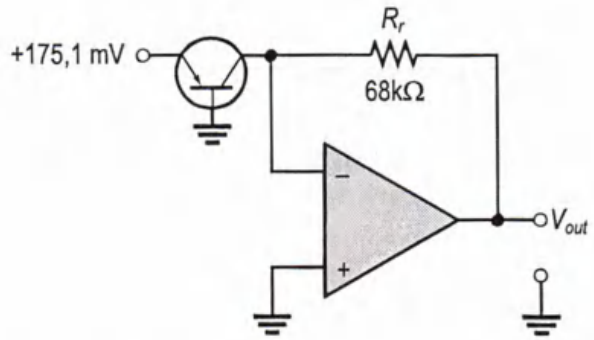
Întrucât kT/q este de aproximativ 25 mV,

$$V_{out} = -R_r I_{EBO} \text{antilog}\left(\frac{V_{in}}{25\,\text{mV}}\right) \tag{15-11}$$

EXEMPLUL 15-9

Calculați tensiunea de ieșire a amplificatorului antilogaritmic din fig. 15-32. Se cunoaște I_{EBO} = 40 nA.

FIGURA 15-32



Rezolvare

În primul rând, observați că tensiunea de intrare este egală cu tensiunea de ieșire, cu semnul schimbat, a amplificatorului logaritmic din exemplul 15-8, unde tensiunea de ieșire era proporțională cu logaritmul tensiunii de intrare. Amplificatorul antilogaritmic din cazul de față lucrează invers, generând la ieșire un semnal proporțional cu antilogaritmul semnalului de intrare. Cu alte cuvinte, semnalul de intrare al unui amplificator antilogaritmic este proporțional cu logaritmul semnalului de ieșire. Prin urmare, tensiunea de ieșire a amplificatorului antilogaritmic din fig. 15-32 ar trebui să aibă aceiași parametri ca tensiunea de intrare a amplificatorului logaritmic din exemplul 15-8, deoarece toate constantele celor două circuite sunt aceleași. Să vedem dacă afirmația se confirmă.

$$V_{out} = -R_r I_{EBO} \text{antilog}\left(\frac{V_{in}}{25\,\text{mV}}\right) = -(40\,\text{nA})(68\,\text{k}\Omega)\text{antilog}\left(\frac{175{,}1\,\text{mV}}{25\,\text{mV}}\right)$$

$$= -(40\,\text{nA})(68\,\text{k}\Omega)(1101) = \mathbf{-3V}$$

Exercițiu complementar Calculați V_{out} a amplificatorului din fig. 15-32 dacă rezistorul de reacție se înlocuiește cu unul de 100 kΩ.

Comprimarea semnalelor cu amplificatoare logaritmice

În unele aplicații se întâlnesc cazuri când anumite semnale se încadrează în limite prea largi pentru a putea fi prelucrate în diverse sisteme. Termenul *spectru dinamic* este folosit frecvent cu semnificația de domeniu în care se încadrează tensiunile ce formează un semnal. În asemenea cazuri, tensiunea semnalului trebuie micșorată proporțional, printr-un procedeu numit **comprimare (compresie) de semnal**, astfel încât semnalul să poată fi utilizat în sistemul respectiv. Dacă pentru micșorarea proporțională în amplitudine a unui semnal se folosește un circuit liniar, tensiunile mai mici vor fi reduse cu același factor ca și tensiunile mai mari. În urma comprimării liniare a unui semnal, tensiunile mai mici pot

fi acoperite de zgomot, devenind greu de distins, așa cum ilustrează fig. 15-33(a). Pentru a elimina această problemă, la comprimarea semnalelor cu spectru dinamic larg se utilizează circuite cu răspuns logaritmic, ca în fig. 15-33(b). Prin comprimarea logaritmică a semnalelor, tensiunile mai mari sunt reduse cu un factor mai mare decât tensiunile mai mici, împiedicând astfel ca acestea din urmă să fie acoperite de zgomot.

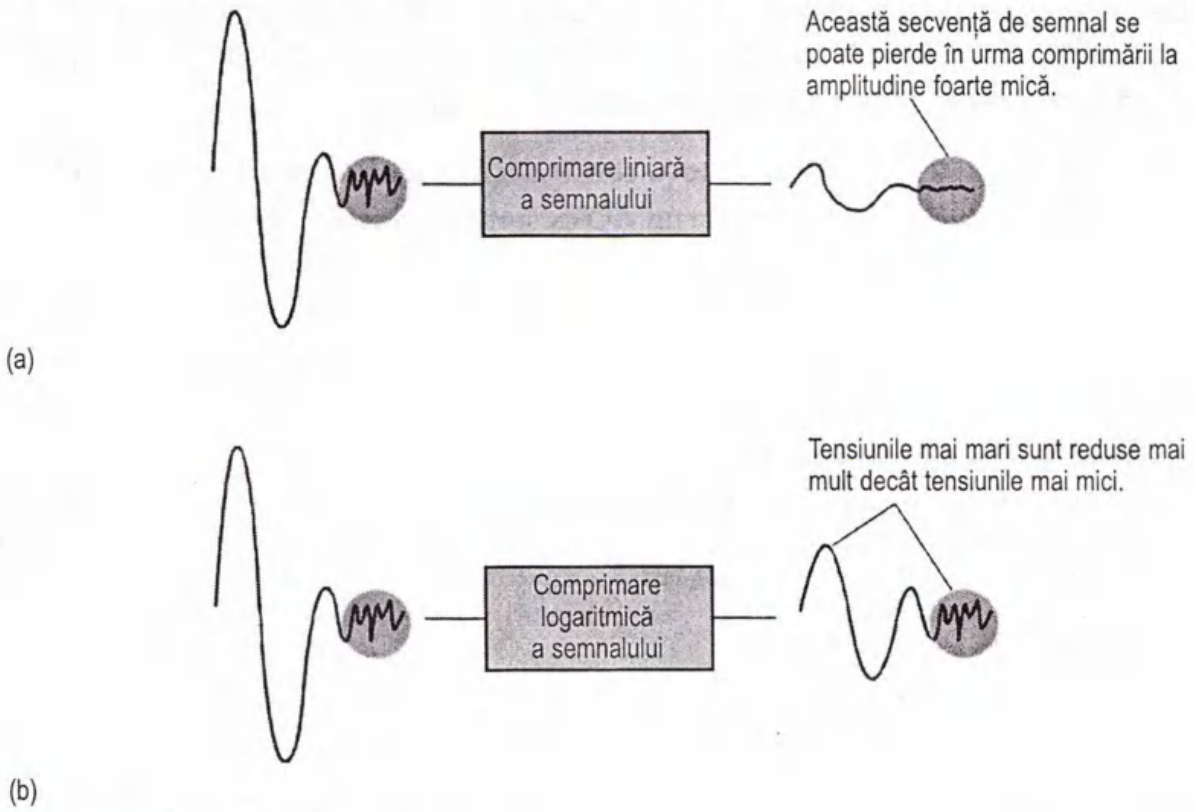


FIGURA 15-33

Principiul comprimării semnalelor cu amplificatoare logaritmice.

SECȚIUNEA 15-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este rolul diodei sau tranzistorului din bucla de reacție a unui amplificator logaritmic?
2. De ce tensiunea de ieșire a unui amplificator logaritmic este limitată la aproximativ 0,7 V?
3. Ce factori determină tensiunea de ieșire a unui amplificator logaritmic elementar?
4. Din punctul de vedere al realizării practice, prin ce se deosebesc amplificatoarele antilogaritmice elementare de cele logaritmice?

15-5 CONVERTOARE ŞI ALTE CIRCUITE CU AO

În această secțiune vor fi prezentate alte câteva configurații de bază cu AO, dedicate anumitor aplicații. Veți face cunoștință cu sursa de curent constant, cu convertorul curent-tensiune și cu detectorul de vârf. Desigur, prezentarea ce urmează nu este exhaustivă, ci are doar scopul de a vă familiariza cu câteva aplicații de bază răspândite.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați și să explicați câteva configurații speciale de circuite cu AO

- ▶ Să arătați cum se folosește un AO ca sursă de curent constant
- ▶ Să explicați cum funcționează un convertor curent-tensiune
- ▶ Să explicați cum funcționează un convertor tensiune-curent
- ▶ Să descrieți funcționarea detectorului de vârf

Sursa de curent constant

O sursă de curent constant furnizează prin sarcină un curent constant chiar dacă rezistența sarcinii variază. În fig. 15-34 este prezentat un circuit elementar ce conține o sursă de tensiune stabilă (V_{IN}) care furnizează un curent constant (I_i) prin rezistorul de intrare (R_i). Întrucât intrarea inversoare (–) se află la masa virtuală (0 V), valoarea I_i este determinată de V_{IN} și R_i astfel:

$$I_i = \frac{V_{IN}}{R_i}$$

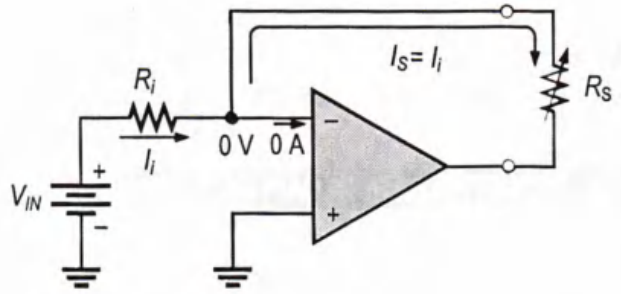


FIGURA 15-34
Sursă elementară de curent constant.

Deoarece impedanța internă de intrare în AO este foarte mare (teoretic, infinită), practic, tot curentul I_i circulă prin R_S, care este conectat în circuitul de reacție. Întrucât $I_i = I_S$,

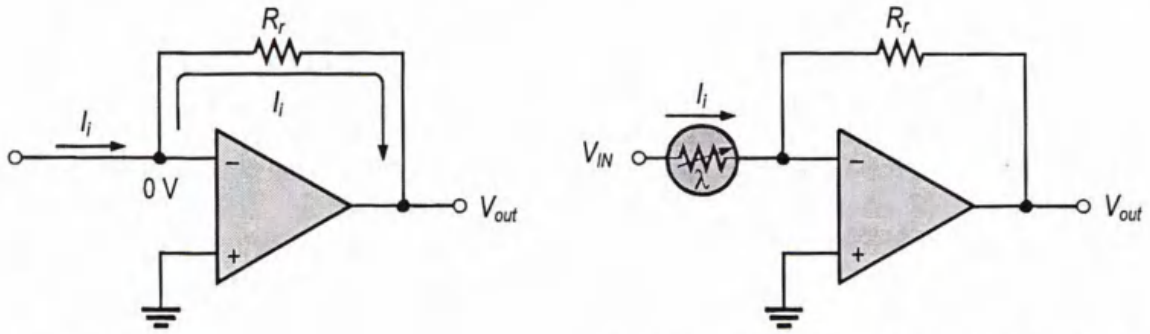
$$I_S = \frac{V_{IN}}{R_i} \tag{15-12}$$

Chiar dacă R_S se modifică, I_S rămâne neschimbat atâta timp cât V_{IN} și R_i sunt constante.

Convertorul curent-tensiune

Convertorul curent-tensiune transformă un curent de intrare variabil într-o tensiune de ieșire care variază proporțional cu acesta. Un circuit simplu care realizează această funcție este cel din fig. 15-35(a). Întrucât, practic, tot curentul I_i circulă pe calea de reacție, căderea de tensiune pe R_r este $I_i R_r$. Terminalul din stânga al R_r fiind la masa virtuală (0 V), tensiunea de ieșire este egală cu căderea de tensiune pe R_r, care este proporțională cu I_i.

$$V_{out} = I_i R_r \tag{15-13}$$



(a) Circuitul de bază

(b) Circuit pentru detectarea nivelului de iluminare și conversia acestuia într-o tensiune de ieșire proporțională

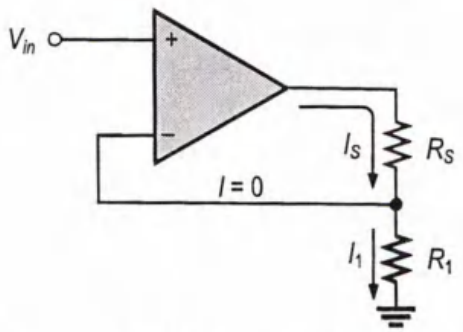
FIGURA 15-35
Convertor tensiune-curent.

O aplicație specifică acestui circuit este cea prezentată în fig. 15-35(b), în care nivelul de iluminare este detectat de o fotorezistență. Când iluminarea variază, variază și curentul prin fotorezistență din cauza variației rezistenței. Aceasta generează o variație proporțională a tensiunii de ieșire ($\Delta V_{out} = \Delta I_i R_r$).

Convertorul tensiune-curent

Un convertor tensiune-curent elementar este cel din fig. 15-36. Asemenea circuite se utilizează în situații în care este necesară obținerea unui curent de ieșire (de sarcină) comandat de o tensiune de intrare.

FIGURA 15-36
Convertor tensiune-curent.



Neglijând tensiunea de decalaj de la intrare, ambele borne de intrare ale AO, atât cea inversoare, cât și cea neinversoare, se află la aceeași tensiune, V_{in}. Prin urmare, căderea de tensiune pe R_1 este egală cu V_{in}. Deoarece prin intrarea inversoare curentul este neglijabil, curentul prin R_1 este egal cu cel prin R_S; deci:

$$I_S = \frac{V_{in}}{R_1} \tag{15-14}$$

Detectorul de vârf

O aplicație interesantă a AO este detectorul de vârf, din fig. 15-37. În acest caz, AO este utilizat drept comparator. Circuitul detectează vârful tensiunii de intrare și păstrează acea valoare pe un condensator. De exemplu, un asemenea circuit poate detecta și păstra valoarea maximă a unei supratensiuni accidentale, care poate fi apoi măsurată cu un voltmetru sau un înregistrator. Iată cum funcționează, în principiu, detectorul de vârf. Când la intrarea neinversoare a AO se aplică, prin R_i, o tensiune pozitivă, nivelul de sus de tensiune de la ieșirea AO polarizează direct dioda și condensatorul se încarcă. Încărcarea condensatorului continuă până când tensiunea de la bornele lui devine egală cu tensiunea de intrare, când la ambele intrări ale AO se găsește aceeași tensiune. În acest moment, comparatorul cu AO comută, iar semnalul de ieșire trece în nivelul de jos. Dioda devine polarizată invers și încărcarea condensatorului încetează, tensiunea de pe condensator fiind deja egală cu vârful tensiunii V_{in}. Această tensiune se menține pe condensator până când sarcina lui începe să se micșoreze din cauza pierderilor. Dacă la intrare apare un alt vârf de tensiune, de valoare mai mare, condensatorul se încarcă până la noua valoare.

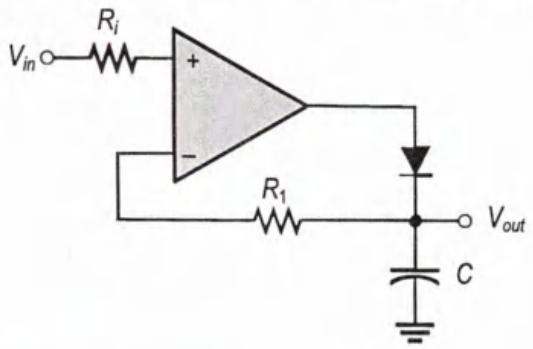


FIGURA 15-37
Detector de vârf elementar.

SECȚIUNEA 15-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Tensiunea de referință de la intrarea sursei de curent constant din fig. 15-34 este de 6,8 V, iar R_i are 10 kΩ. Ce curent constant furnizează circuitul printr-o sarcină de 1 kΩ? Dar prin una de 5 kΩ?
2. Ce element determină constanta de proporționalitate dintre curentul de intrare și tensiunea de ieșire, la un convertor curent-tensiune?

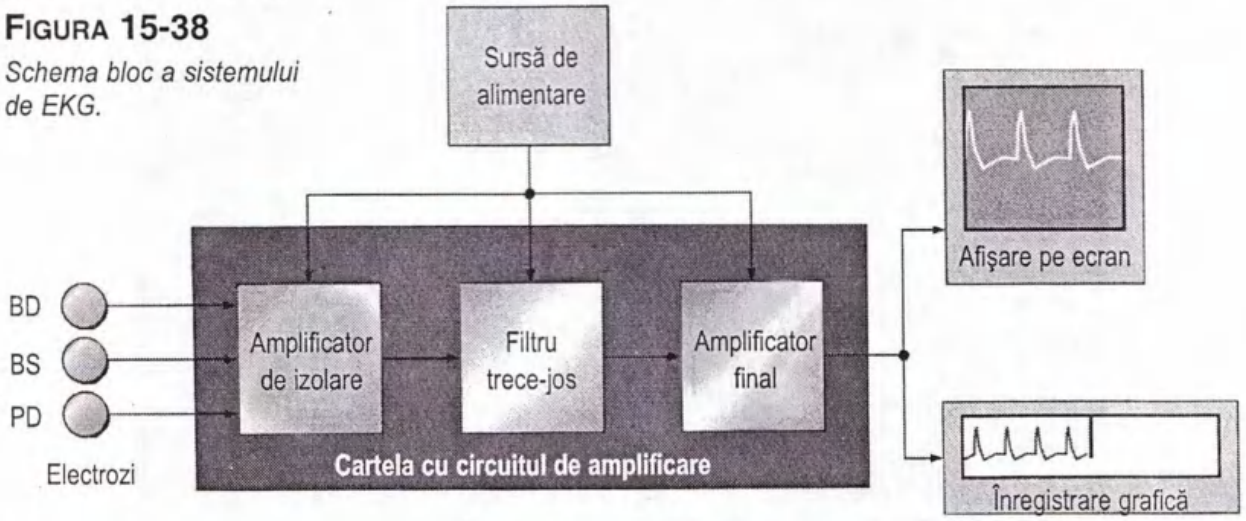
15-6 APLICAȚIE PRACTICĂ

Compania la care lucrați încearcă să pătrundă pe piața aparaturii medicale cu un sistem de EKG, iar dumneavoastră ați fost desemnat să lucrați la circuitele de amplificare, care cuprind un amplificator de izolare, un filtru și un amplificator final cu posibilitatea de însumare. Sistemul de EKG sau electrocardiografie este destinat urmăririi semnalelor provenite de la inimă. Din formele de undă obținute la ieșirea lui, medicul poate constata existența unui ritm cardiac anormal.

Principiul de funcționare al sistemului

Inima umană produce un semnal electric ce poate fi cules prin electrozi aflați în contact cu pielea. Forma acestui semnal poate fi vizualizată prin înregistrare grafică sau prin afișare pe un ecran, iar imaginea obținută se numește electrocardiogramă (EKG). Valoarea tipică a unui astfel de semnal cules printr-un electrod este de 1 mV, iar frecvențele componentelor sale semnificative au valori de la mai puțin de 1 Hz până la aproximativ 100 Hz.

FIGURA 15-38
Schema bloc a sistemului de EKG.



După cum arată schema bloc din fig. 15-38, un sistem de EKG are minimum trei electrozi: unul pentru brațul drept (BD), unul pentru brațul stâng (BS) și unul pentru piciorul drept (PD), care este și terminalul comun. Amplificatorul de izolare asigură preluarea semnalelor diferențiale de intrare de la electrozi, CMRR (factor de rejecție pe modul comun) mare, spre a elimina tensiunile de zgomot, de mod comun, relativ mari, ce însoțesc semnalele provenite de la inimă, și izolare galvanică pentru protejarea pacientului. Filtrul trece-jos suprimă frecvențele mai mari decât cele conținute în semnalul caracteristic inimii. Amplificatorul final introduce amplificarea cea mai mare din întregul sistem și asigură condițiile necesare vizualizării semnalului pe un ecran și/sau înregistrarea lui grafică. Toate cele trei circuite cu AO sunt realizate pe cartela cu circuite de amplificare din fig. 15-39.

Semnalele de intrare culese de traductoarele din electrozi ajung la cartela cu circuite de amplificare prin cabluri ecranate, pentru a nu culege zgomote. Schema electrică a circuitelor de amplificare de pe cartelă este cea din fig. 15-40. Cablul ecranat constă, în prin-

cipiu, dintr-o pereche de conductoare răsucite împreună, învelite în plasă metalică, totul fiind protejat de o cămașă izolatoare. Prin ecranul de plasă metalică se stabilește conexiunea comună. Semnalul de intrare diferențial primit este amplificat cu valoarea fixă a câștigului amplificatorului de izolare AD295. Capsula circuitului AD295 este mai mare decât capsulele de CI standardizate, DIP sau SMT, pentru a adăposti transformatoarele de cuplaj utilizate la izolarea circuitelor. Concret, dispozitivul folosit în aplicația de față are o capsulă cu 40 de pini. Punctul pe care-l observați în fig. 15-39 marchează pinul 1, iar pinul opus acestuia are numărul 40.

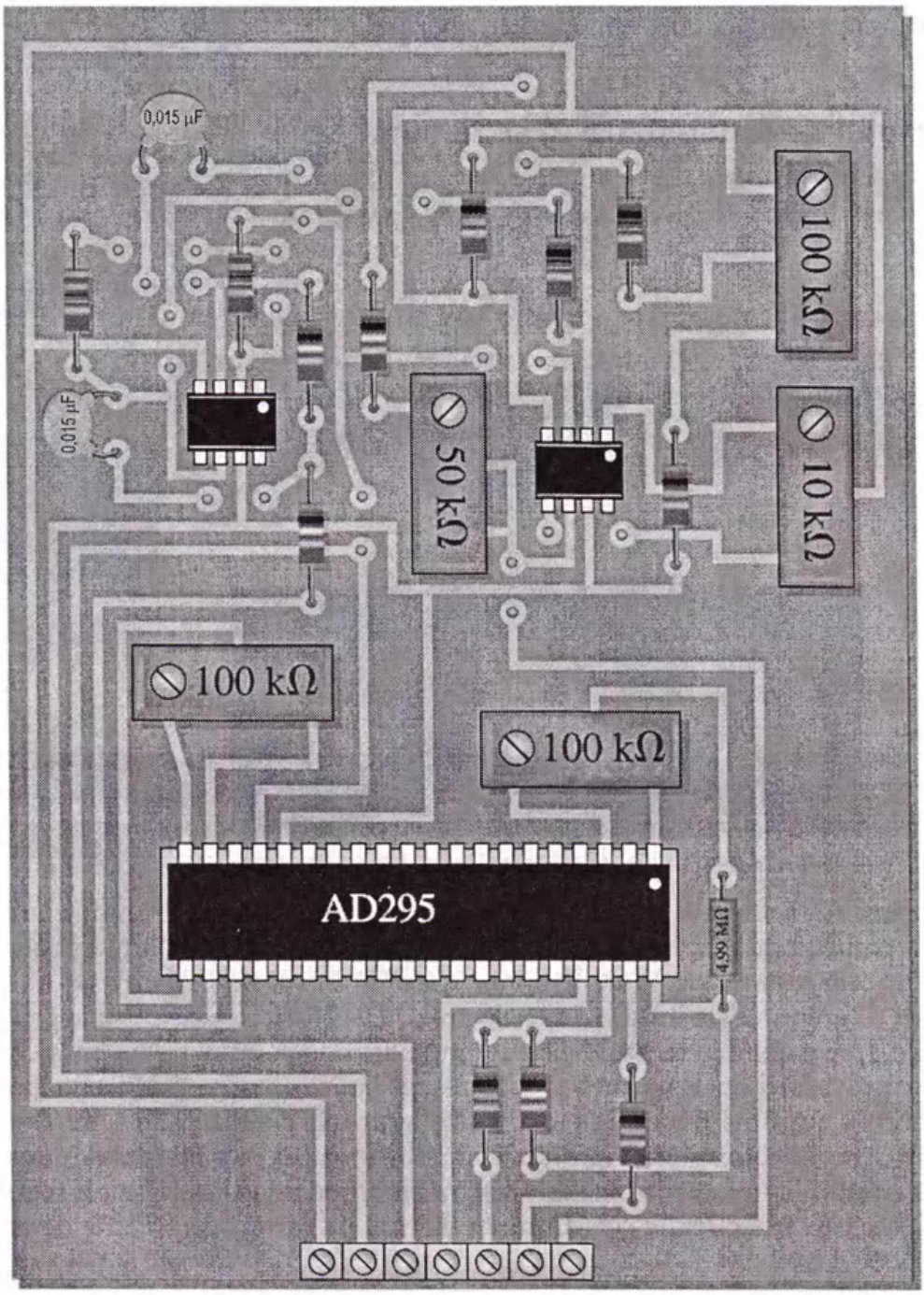


FIGURA 15-39

Cartela cu circuitele de amplificare.

Filtrul trece-jos este un filtru activ. Acest tip de filtru va fi prezentat în capitolul 16. Deocamdată, pentru a vă achita cu bine de obligații trebuie să cunoașteți doar formulele cu care se calculează frecvența lui de tăiere și câștigul, formule care vor fi date la momentul oportun.

Amplificatorul final este un amplificator inversor cu câștigul în tensiune reglabil. Intrarea inversoare servește și ca punct de însumare a tensiunii semnalelor, iar semnalului de ieșire i se adaugă o componentă continuă reglabilă, de la o sursă de tensiune continuă reglabilă, pentru poziționarea convenabilă, pe verticală, la afișare.

Cartela cu circuitele de amplificare

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 15-39 făcând comparația cu schema din fig. 15-40. Pe spatele cartelei se află mai multe conexiuni. Orificiile corespunzătoare acestora sunt aliniate fie vertical, fie orizontal.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

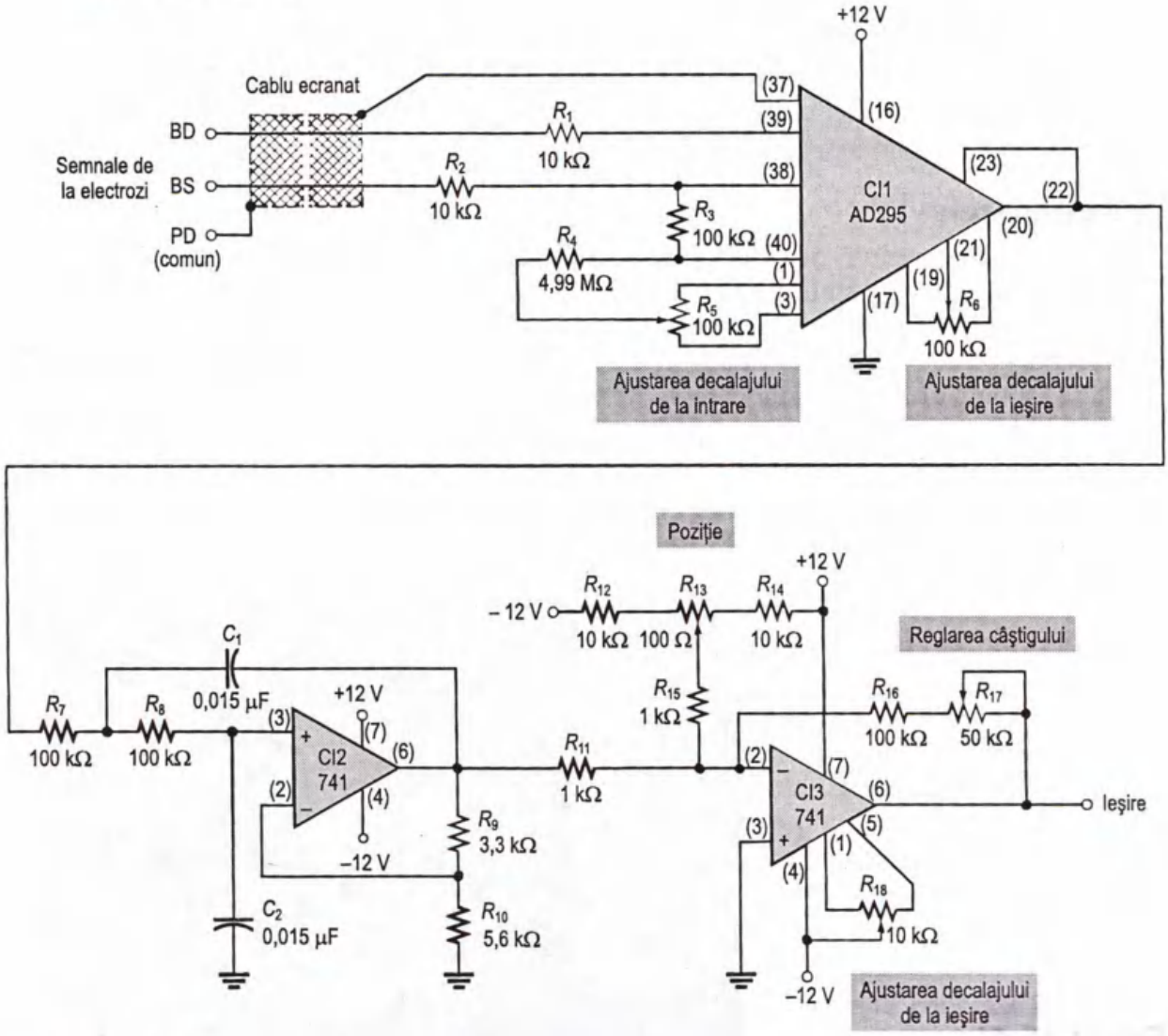


FIGURA 15-40

Schema electrică a cartelei cu circuitele de amplificare.

Circuitele

- Calculați câștigul în tensiune al amplificatorului de izolare.
- Calculați lățimea de bandă și câștigul în tensiune aferente filtrului din formulele de mai jos, știind că răspunsul filtrului este limitat de c.c. și de frecvența de tăiere.

$$f_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_7 R_8 C_1 C_2}}$$

$$A_v = 1 + \frac{R_9}{R_{10}}$$

- Calculați câștigurile în tensiune maxim și minim ale amplificatorului final.
- Calculați domeniul în care se încadrează câștigul global al circuitelor de amplificare de pe întreaga cartelă.
- Determinați limitele în care trebuie să se încadreze tensiunea continuă de pe cursorul potențiometrului de reglare a poziției.

Metoda de testare

- Elaborați un set de instrucțiuni conform căruia să se facă testarea în etape a bunei funcționări a cartelei cu circuitele de amplificare, independent de restul sistemului.
- Precizați valorile tensiunilor pentru toate măsurătorile ce urmează a fi efectuate.

Depanarea

Patru cartele prezintă defecte. Ținând seama de indicațiile referitoare la fiecare cartelă, menționate mai jos, stabiliți, în fiecare caz, care este defectul cel mai probabil. Cerculețele numerotate de pe cartela din fig. 15-41 indică punctele de măsură. Se consideră că s-a verificat corectitudinea semnalului sinusoidal de intrare și că fiecare cartelă este alimentată cu tensiunile continue corespunzătoare.

Cartela 1: Tensiune absentă în punctul de măsură 1.

Cartela 2: La un semnal de intrare de 1 mV, în punctul de măsură 2 apare un semnal de 11 mV, însă în punctul 3 semnalul lipsește.

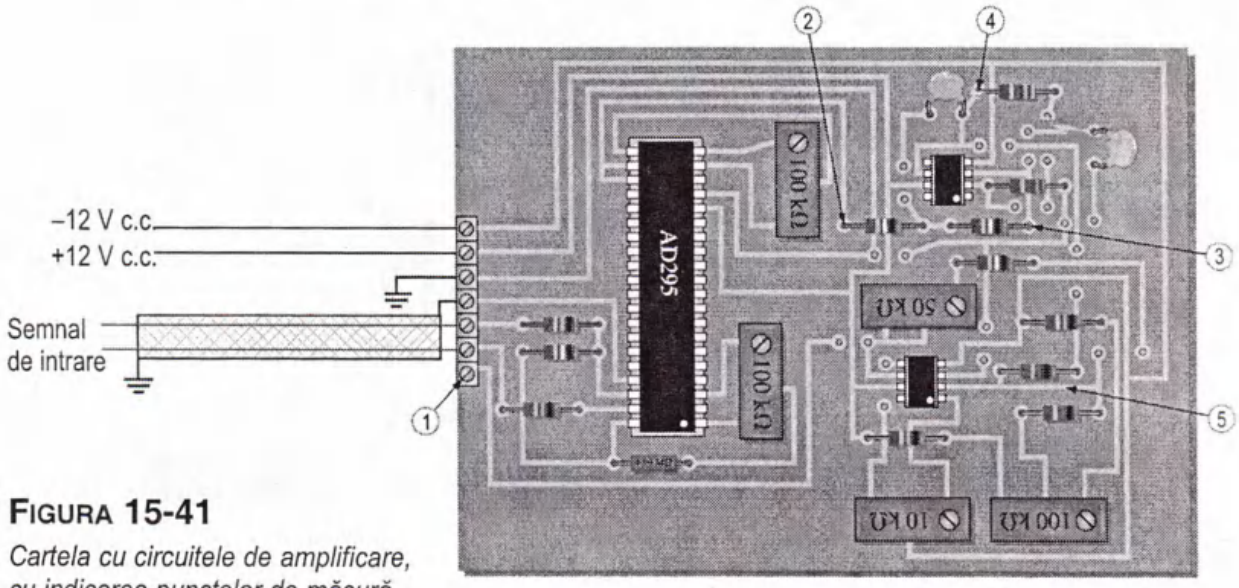


FIGURA 15-41

Cartela cu circuitele de amplificare, cu indicarea punctelor de măsură.

Cartela 3: La un semnal de intrare de 1 mV, în punctul de măsură 4 apare un semnal de 17,5 mV, însă în punctul 5 semnalul lipsește.

Cartela 4: În punctul de măsură 1 apare o tensiune aproximativ rectangulară, cu vârfuri la +11 V și –11 V.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitele de amplificare, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista problemelor întâlnite la cele patru cartele cu circuite defecte.
6. Descrierea modului în care ați identificat problema în cazul fiecărei cartele defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Cel mai simplu amplificator de măsură este format din trei AO și șapte rezistoare, dintre care un rezistor de fixare a câștigului, R_G.

■ Un amplificator de măsură are impedanță de intrare mare, CMRR mare, decalaj mic la ieșire și impedanță de ieșire mică.

■ Câștigul în tensiune al unui amplificator de măsură simplu se fixează cu ajutorul unui singur rezistor exterior.

■ Amplificatoarele de măsură se utilizează în situații în care semnale slabe sunt amestecate cu semnale puternice de mod comun.

■ Cel mai simplu amplificator de izolare are trei secțiuni izolate galvanic: una de intrare, una de ieșire și una de alimentare.

■ La majoritatea amplificatoarelor de izolare, cuplajele se realizează prin transformatoare.

■ Amplificatoarele de izolare se utilizează la realizarea de interfețe între echipamente sensibile și medii caracterizate de tensiuni înalte, precum și în aparatura medicală, pentru prevenirea electrocutării.

■ Amplificatorul operațional de transconductanță (AOT) este un amplificator tensiune-curent.

■ Curentul de ieșire al AOT este egal cu tensiunea de intrare înmulțită cu transconductanța.

■ La AOT, transconductanța variază cu curentul de polarizare; prin urmare, câștigul AOT poate fi variat prin intermediul tensiunii de polarizare.

■ Funcționarea amplificatoarelor logaritmice și antilogaritmice se bazează pe caracteristica neliniară (logaritmică) a joncțiunii *pn*.

■ La un amplificator logaritmic, elementul de circuit din bucla de reacție este un tranzistor bipolar cu joncțiuni.

■ La un amplificator antilogaritmic, tranzistorul bipolar este conectat în serie cu intrarea.

■ Amplificatoarele logaritmice se utilizează la înmulțirea și împărțirea semnalelor analogice.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Compresie de semnal Metodă de micșorare proporțională a amplitudinii tensiunii unui semnal.

Logaritm Exponent; logaritmul unui număr este exponentul sau puterea la care trebuie ridicat un alt număr, numit bază, pentru a se obține primul număr.

Logaritm natural Exponentul la care trebuie ridicată baza e (e = 2,71828) pentru a se obține un număr dat.

Transconductanță La dispozitivele electronice, raportul dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare.

■ FORMULE DE BAZĂ

Amplificatorul de măsură

(15-1) $$A_{cl} = 1 + \frac{2R}{R_G}$$

(15-2) $$A_v = \frac{R_S}{R_G}$$

(15-3) $$C_x = \frac{1}{100\pi f_t}$$

Amplificatorul de izolare

(15-4) $$A_{v(intrare)} = 1 + \frac{R_r}{R_1}$$

(15-5) $$A_{v(ieșire)} = \frac{75\,\text{k}\Omega + R_{ext}}{30\,\text{k}\Omega}$$

Amplificatorul operațional de transconductanță (AOT)

(15-6) $$g_m = \frac{I_{out}}{V_{in}}$$

(15-7) $$g_m = KI_{POL}$$

Amplificatorul logaritmic

(15-8) $$V_{out} = -K \ln (V_{in})$$

(15-9) $$V_{out} \cong -(0,025\,\text{V}) \ln\left(\frac{V_{in}}{I_R R_1}\right)$$

(15-10) $V_{out} = -(0{,}025\,\text{V})\ln\left(\frac{V_{in}}{I_{EBO}R_1}\right)$

(15-11) $V_{out} = -R_r I_{EBO}\text{antilog}\left(\frac{V_{in}}{25\,\text{mV}}\right)$

Convertoare şi alte circuite cu AO

(15-12) $I_S = \frac{V_{IN}}{R_i}$ Sursă de curent constant

(15-13) $V_{out} = I_i R_r$ Convertor curent-tensiune

(15-14) $I_S = \frac{V_{in}}{R_1}$ Convertor tensiune-curent

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Pentru a construi un amplificator de măsură simplu aveți nevoie de:
   (a) un AO cu o anumită rețea de reacție (b) două AO și șapte rezistoare
   (c) trei AO și șapte condensatoare (d) trei AO și șapte rezistoare
2. În mod normal, amplificatoarele de măsură sunt prevăzute cu un rezistor exterior ce servește la:
   (a) fixarea impedanței de intrare (b) fixarea câștigului în tensiune
   (c) fixarea câștigului în curent (d) realizarea interfeței cu un instrument
3. Amplificatoarele de măsură sunt folosite cu precădere în:
   (a) medii cu zgomot puternic (b) aparatură medicală
   (c) aparate de măsură (d) circuite de filtrare
4. Amplificatoarele de izolare sunt folosite cu precădere în:
   (a) amplasamente îndepărtate, izolate
   (b) sisteme care izolează un semnal dintr-o multitudine de semnale
   (c) aplicații ce implică tensiuni mari și echipament sensibil
   (d) aplicații în care este necesară protejarea utilizatorilor umani
   (e) răspunsurile (c) și (d)
5. Cele trei secțiuni ale unui amplificator de izolare elementar sunt:
   (a) de amplificare, de filtrare și de alimentare
   (b) de intrare, de ieșire și de cuplaj
   (c) de intrare, de ieșire și de alimentare
   (d) de câștig, de atenuare și de decalaj
6. La majoritatea amplificatoarelor de izolare, secțiunile sunt cuplate prin:
   (a) benzi de cupru (b) transformatoare
   (c) ghiduri de undă (d) bucle de curent

7. Amplificatoarele de izolare pot amplifica tensiuni de semnal mici în prezența unor tensiuni de zgomot mult mai mari deoarece au:
   (a) CMRR mare (b) câștig mare
   (c) impedanță mare de intrare (d) cuplaj magnetic între intrare și ieșire
8. *AOT* înseamnă:
   (a) amplificator operațional cu tranzistoare
   (b) amplificator operațional cu transformator
   (c) amplificator operațional de transconductanță
   (d) amplificator operațional pentru traductoare
9. La AOT, transconductanța este determinată de:
   (a) tensiunea continuă de alimentare (b) tensiunea semnalului de intrare
   (c) procesul tehnologic de fabricație (d) curentul de polarizare
10. Câștigul în tensiune al unui circuit cu AOT este determinat de:
   (a) un rezistor de reacție (b) transconductanță, exclusiv
   (c) transconductanță și rezistorul de sarcină
   (d) curentul de polarizare și tensiunea de alimentare
11. AOT este, în principiu, un:
   (a) amplificator tensiune-curent (b) amplificator curent-tensiune
   (c) amplificator curent-curent (d) amplificator tensiune-tensiune
12. Funcționarea amplificatoarelor logaritmice se bazează pe:
   (a) funcționarea neliniară a AO
   (b) caracteristica logaritmică a joncțiunii *pn*
   (c) caracteristica de străpungere inversă a joncțiunii *pn*
   (d) încărcarea și descărcarea logaritmică a unui circuit *RC*
13. Dacă semnalul de intrare al unui amplificator logaritmic este x, semnalul lui de ieșire este proporțional cu:
   (a) e^x (b) $\ln x$ (c) $\log_{10} x$ (d) $2{,}3\log_{10} x$
   (e) răspunsurile (a) și (c) (f) răspunsurile (b) și (d)
14. Dacă semnalul de intrare al unui amplificator antilogaritmic este x, semnalul lui de ieșire este proporțional cu:
   (a) $e^{\ln x}$ (b) e^x (c) $\ln x$ (d) e^{-x}
15. Logaritmul produsului a două numere este egal cu:
   (a) suma celor două numere
   (b) suma logaritmilor celor două numere
   (c) diferența dintre logaritmii celor două numere
   (d) raportul logaritmilor celor două numere
16. Rezultatul scăderii $\ln x - \ln y$ este:
   (a) $\ln x / \ln y$ (b) $(\ln x)(\ln y)$ (c) $\ln (x/y)$ (d) $\ln(y/x)$

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 15-1 Amplificatoare de măsură

1. Determinați câștigurile în tensiune ale AO 1 și 2 din configurația de amplificator de măsură din fig. 15-42.
2. Aflați câștigul în tensiune global al amplificatorului de măsură din fig. 15-42.
3. Amplificatorului de măsură din fig. 15-42 i se aplică tensiunile următoare: V_{in1} = = 5 mV, V_{in2} = 10 mV și V_{cm} = 225 mV. Determinați tensiunea de ieșire finală.
4. Ce valoare trebuie să aibă R_G pentru ca amplificatorul de măsură din fig. 15-42 să aibă câștigul 1000?
5. Cât este câștigul în tensiune al amplificatorului de măsură AD521 din fig. 15-43?

FIGURA 15-42

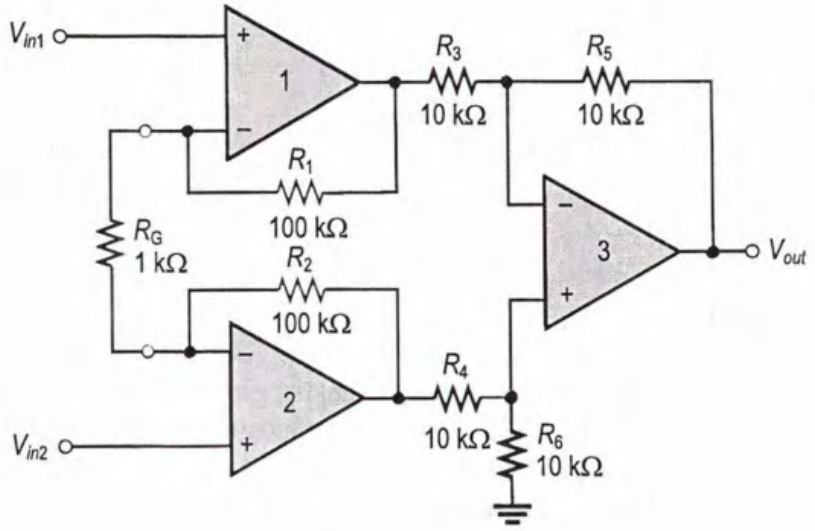
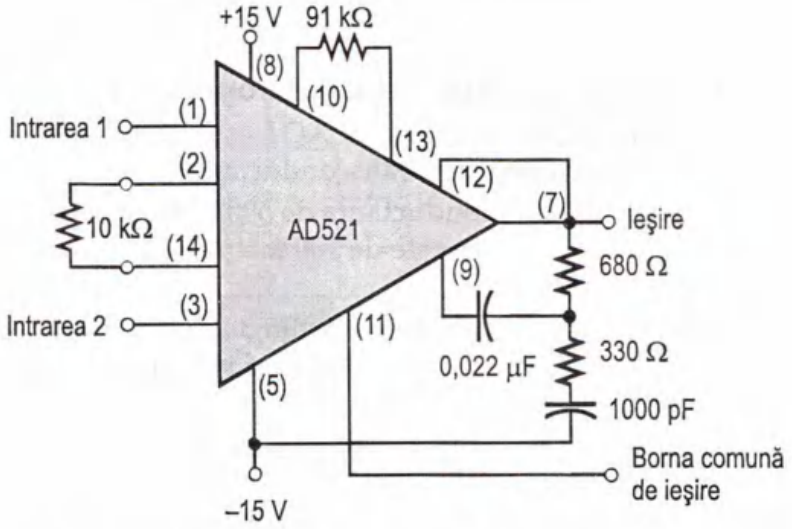


FIGURA 15-43



6. Calculați lățimea de bandă a amplificatorului din fig. 15-43.
7. Arătați ce trebuie făcut pentru ca amplificatorul din fig. 15-43 să-și modifice câștigul la aproximativ 50.
8. Arătați ce trebuie făcut pentru ca lățimea de bandă a amplificatorului din fig. 15-43 să devină aproximativ 15 kHz.

Secțiunea 15-2 Amplificatoare de izolare

9. Câștigul în tensiune al AO din secțiunea de intrare a unui amplificator de izolare este de 30, iar atenuarea introdusă de circuitul de atenuare este de 0,75. Câștigul secțiunii de ieșire este fixat la 10. Cât este câștigul în tensiune global al dispozitivului?
10. Determinați câștigul în tensiune global al amplificatoarelor AD295 din fig. 15-44.

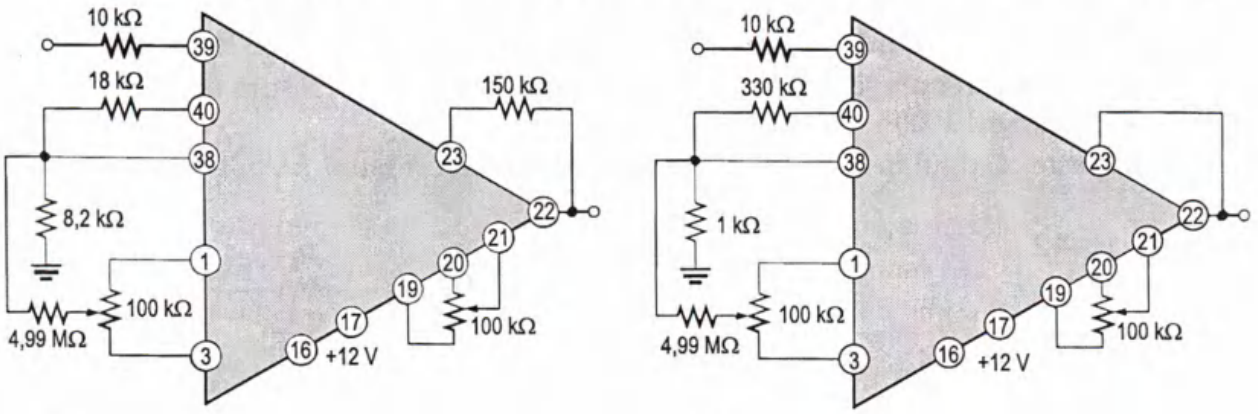


FIGURA 15-44

11. Arătați cum poate fi realizat un câștig global de aproximativ 100 cu amplificatorul din fig. 15-44(a), modificând doar câștigul din secțiunea de intrare.
12. Arătați cum poate fi realizat un câștig global de aproximativ 100 cu amplificatorul din fig. 15-44(b), modificând doar câștigul din secțiunea de ieșire.
13. Arătați ce conexiuni necesită amplificatoarele din fig. 15-44 pentru a realiza câștiguri unitare.

Secțiunea 15-3 Amplificatoare operaționale de transconductanță (AOT)

14. Tensiunea de intrare a unui AOT este de 10 mV, iar curentul lui de ieșire este de 10 μA. Ce valoare are transconductanța?
15. Un AOT cu transconductanța de 5000 μS are o rezistență de sarcină de 10 kΩ. Dacă tensiunea de intrare este de 100 mV, ce valoare are curentul de ieșire? Cât este tensiunea de ieșire?
16. La ieșirea unui AOT cu rezistență de sarcină s-a măsurat o tensiune de 3,5 V. Dacă transconductanța este de 4000 μS și tensiunea de intrare este de 100 mV, ce valoare are rezistența de sarcină?
17. Determinați câștigul în tensiune al AOT din fig. 15-45. Pentru graficul din fig. 15-46 se consideră $K = 16$.
18. Dacă în serie cu rezistorul de polarizare din fig. 15-45 se conectează un reostat, ce valori ale câștigului în tensiune, minimă și maximă, se pot realiza?
19. AOT din fig. 15-47 lucrează în configurație de modulator în amplitudine. Determinați forma de undă a tensiunii de ieșire dacă la intrări se aplică formele de undă date, cunoscând $K = 16$.

FIGURA 15-45

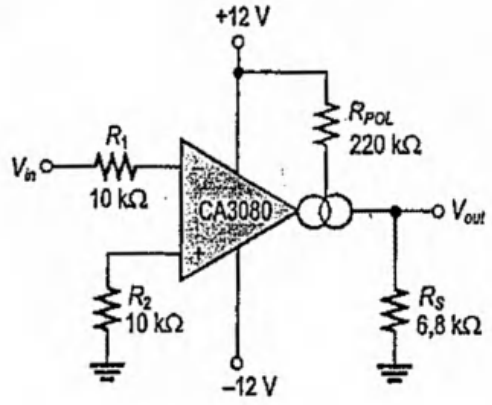


FIGURA 15-46

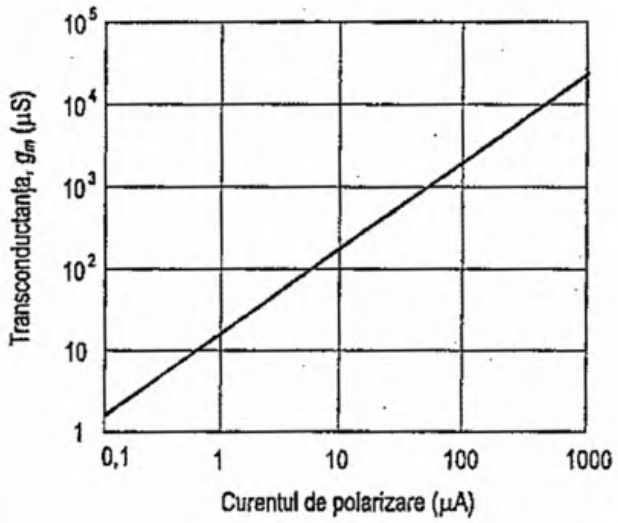
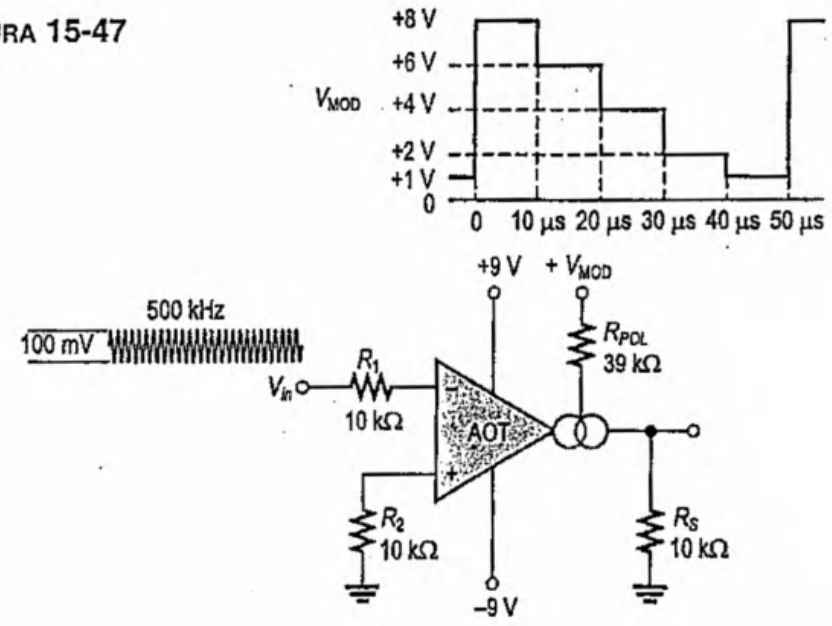
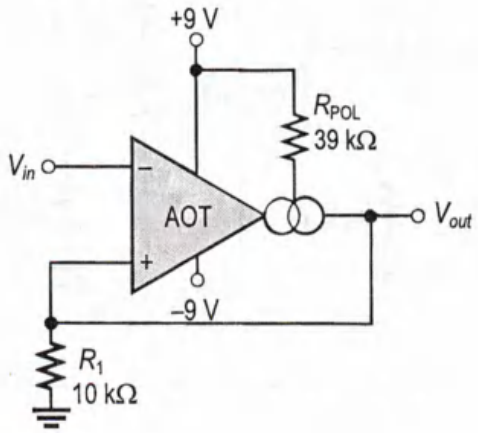


FIGURA 15-47



20. Determinați tensiunile de prag ale circuitului de tip trigger Schmitt din fig. 15-48.
21. Pentru triggerul Schmitt din fig. 15-48, determinați forma de undă a tensiunii de ieșire corespunzătoare unei sinusoide de 1 kHz și cu valorile de vârf de ±10 V.

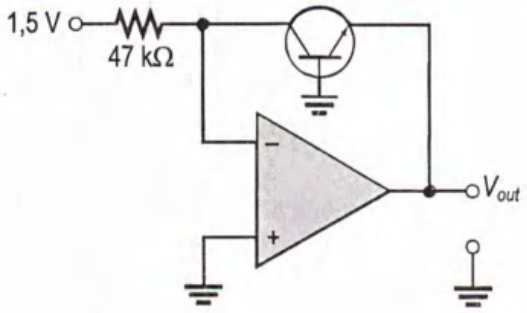
FIGURA 15-48



Secțiunea 15-4 Amplificatoare logaritmice și antilogaritmice

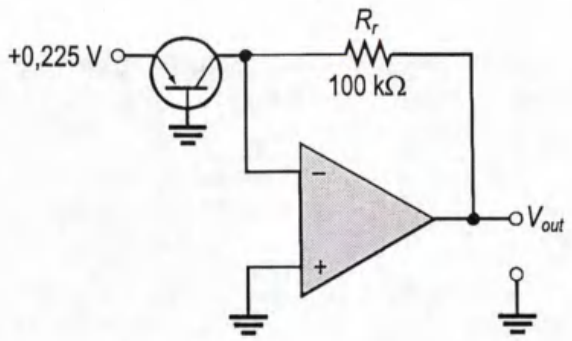
22. Cu ajutorul unui calculator, aflați logaritmii naturali (ln) ai numerelor următoare:
    (a) 0,5 (b) 2 (c) 50 (d) 130
23. Reluați problema 22 pentru $\log_{10}$.
24. Cu cât este egal antilogaritmul numărului 1,6?
25. Explicați din ce cauză semnalul de ieșire al unui amplificator logaritmic este limitat la aproximativ 0,7 V.
26. Ce tensiune se culege la ieșirea unui amplificator logaritmic cu diodă în circuitul de reacție, dacă tensiunea de intrare este de 3 V? Rezistorul de intrare are 82 kΩ și curentul rezidual invers este de 100 nA.
27. Determinați tensiunea de ieșire a amplificatorului din fig. 15-49. Se consideră I_{EBO} = = 60 nA.

FIGURA 15-49



28. Aflați tensiunea de ieșire a amplificatorului din fig. 15-50. Se consideră I_{EBO} = 60 nA.
29. Compresia de semnal este una dintre aplicațiile amplificatoarelor logaritmice. Se consideră că amplificatorului logaritmic din fig. 15-49 i se aplică un semnal audio cu tensiunea maximă de 1 V și tensiunea minimă de 100 mV. Care vor fi valorile maximă și minimă ale tensiunii de ieșire? Ce concluzie trageți de aici?

FIGURA 15-50



Secțiunea 15-5 Convertoare și alte circuite cu AO

30. Calculați curentul prin sarcină pentru circuitele din fig. 15-51.

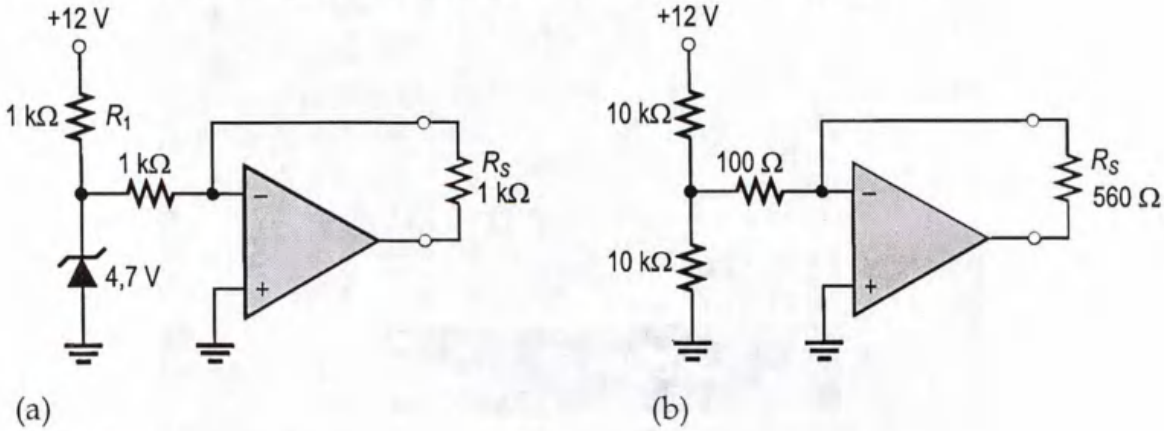


FIGURA 15-51

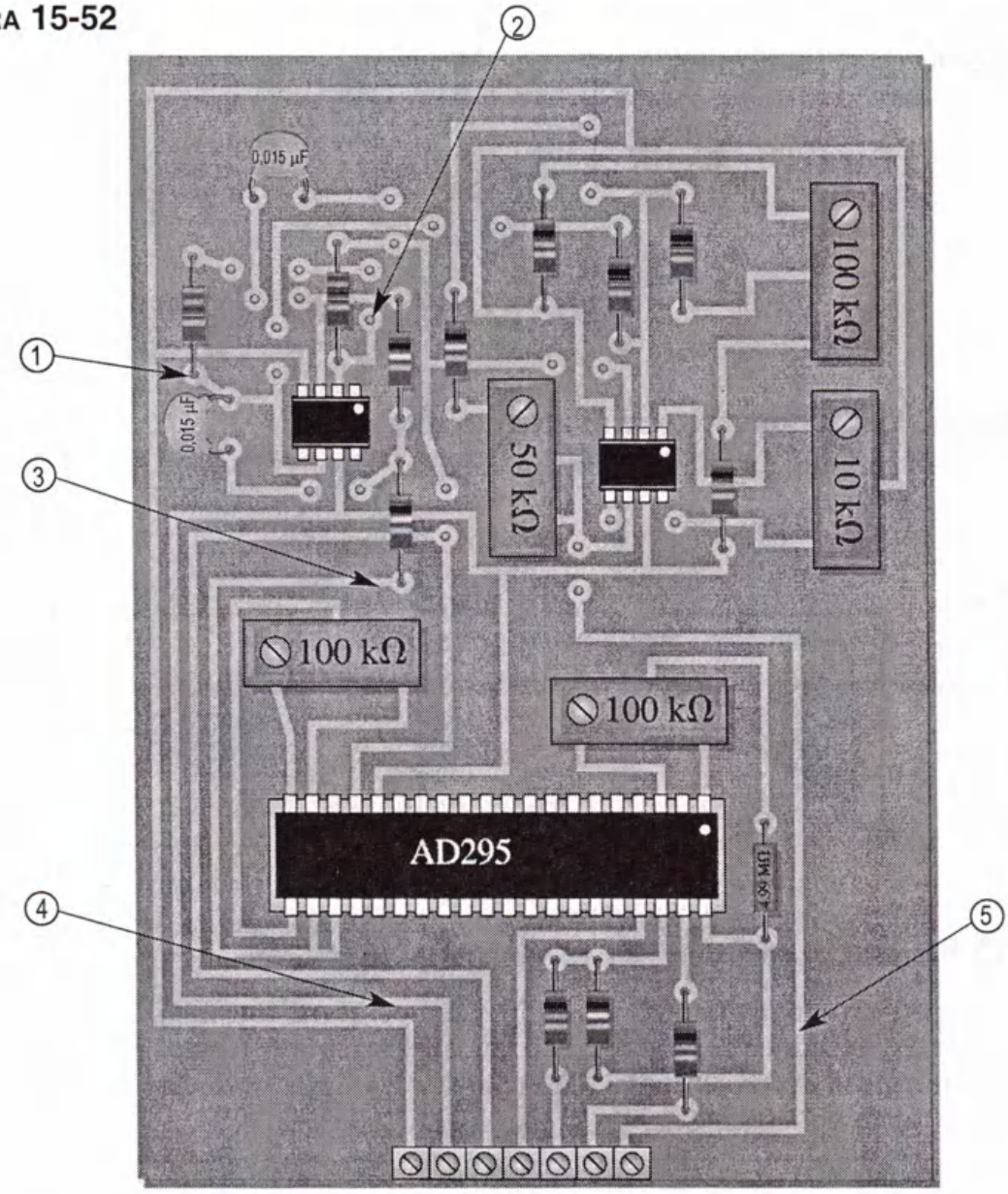
31. Concepeți un circuit pentru măsurarea temperaturii într-un punct îndepărtat, obținând o tensiune proporțională cu valoarea măsurată, tensiune care să poată fi apoi transpusă în formă digitală în vederea afișării. Ca traductor de temperatură puteți utiliza un termistor.

■ PROBLEME DE DEPANARE

Secțiunea 15-6 Aplicație practică

32. Dacă se aplică un semnal de 1 mV și 50 Hz la intrarea circuitului de amplificare de pe cartela aparținând sistemului de EKG, din fig. 15-52, ce tensiuni trebuie să apară în fiecare dintre punctele de măsură marcate? Se consideră că toate tensiunile de decalaj sunt nule, iar poziția pe verticală s-a fixat la centrarea semnalului.
33. Reluați problema 32 pentru un semnal de intrare de 2 mV și 1 kHz.

FIGURA 15-52



■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 15-1

1. Principala destinație a amplificatoarelor de măsură este amplificarea semnalelor slabe, suprapuse pe tensiuni mari de mod comun. Cele mai importante caracteristici ale lor sunt: impedanță de intrare mare, CMRR mare, impedanță de ieșire mică, decalaj la ieșire mic.
2. Pentru a construi un amplificator de măsură simplu sunt necesare trei AO și șapte rezistoare, unul dintre aceste rezistoare servind la stabilirea câștigului.
3. Câștigul este determinat de rezistoarele interne de reacție și de un rezistor exterior.
4. Câștigul este supraunitar.

Secțiunea 15-2

1. Amplificatoarele de izolare se utilizează în aparatura medicală, la aparatele de măsură destinate instalațiilor energetice, tehnologice și de testare automată.
2. Cele trei secțiuni ale unui amplificator de izolare sunt: de intrare, de ieșire și de alimentare.
3. Secțiunile sunt cuplate prin transformatoare, iar la unele dispozitive, prin cuploare optice.
4. Oscilatorul are rolul unui convertor c.c./c.a., pentru ca energia de alimentare de c.c. să poată fi transmisă secțiunilor de intrare și de ieșire sub formă de c.a.

Secțiunea 15-3

1. AOT sunt inițialele cuvintelor *Amplificator Operațional de Transconductanță.*
2. Transconductanța crește la creșterea curentului de polarizare.
3. Presupunând că intrarea de polarizare este conectată la tensiunea de alimentare, câștigul în tensiune crește la creșterea tensiunii de alimentare deoarece crește curentul de polarizare.
4. Câștigul în tensiune scade când tensiunea de polarizare se micșorează.

Secțiunea 15-4

1. Dioda sau tranzistorul din bucla de reacție asigură caracteristica exponențială (neliniară).
2. Tensiunea de ieșire a unui amplificator logaritmic este limitată la potențialul de barieră al joncțiunii *pn* (aproximativ 0,7 V).
3. Tensiunea de ieșire este determinată de tensiunea de intrare, de rezistorul de intrare și de curentul rezidual emitor-bază.
4. Într-un amplificator antilogaritmic, tranzistorul se conectează în serie cu intrarea, nu în bucla de reacție.

Secțiunea 15-5

1. I_S = 6,8 V / 10 kΩ = 0,68 mA; aceeași valoare și prin sarcina de 5 kΩ.
2. Rezistorul de reacție constituie constanta de proporționalitate.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

15-1 240 Ω

15-2 R_S rămâne de 100 kΩ. Se iau R_G = 2,2 kΩ și C_x = 0,00033 μF.

15-3 Sunt posibile mai multe combinații. Iată una dintre ele: La intrare se fac conexiunile pentru obținerea câștigului unitar (pinul 38 la 40, fără R_1 sau R_r). Între pinii 22 și 23 se conectează un rezistor de 680 kΩ.

15-4 $I_{POL} \cong 62{,}5\ \mu A$

15-5 Câștigul se modifică la aproximativ 141.

15-6 Semnalul de ieșire este un semnal rectangular modulat, cu amplitudinea maximă de aproximativ 4,69 V și cea minimă de aproximativ 2,38 V.

15-7 –0,167 V

15-8 –0,193 V

15-9 –4,39 V

CAPITOLUL 16

Filtre active

Conținutul capitolului

16-1 Răspunsurile tipurilor de filtre de bază
16-2 Modelele de răspuns ale filtrelor
16-3 Filtre active trece-jos
16-4 Filtre active trece-sus
16-5 Filtre active trece-bandă
16-6 Filtre active oprește-bandă
16-7 Măsurarea răspunsului filtrelor
16-8 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Descrierea răspunsului câștig-frecvență la tipurile de filtre de bază
- Descrierea celor trei modele de răspuns și a altor parametri ai filtrelor
- Analizarea filtrelor active trece-jos
- Analizarea filtrelor active trece-sus
- Analizarea filtrelor active trece-bandă
- Analizarea filtrelor active oprește-bandă
- Prezentarea a două metode de măsurare a răspunsului în frecvență

Introducere

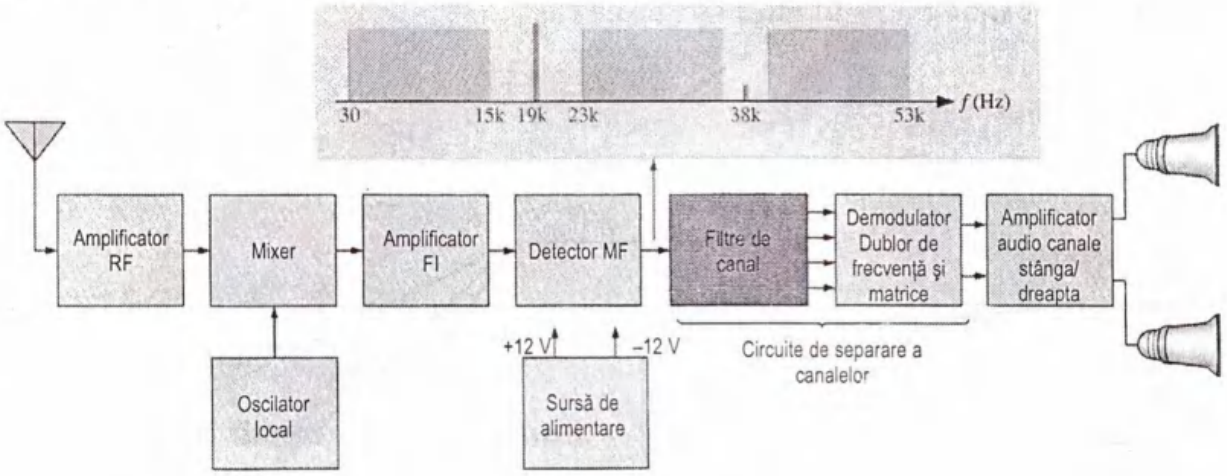
În capitolul 2 v-am prezentat filtre aferente surselor de alimentare. Acum veți face cunoștință cu filtrele active, care se utilizează la prelucrarea semnalelor. Filtrele sunt circuite prin care pot trece doar semnalele cu anumite frecvențe, impuse, în timp ce semnalele având frecvențe diferite de acelea sunt suprimate. Proprietatea descrisă se numește *selectivitate*.

Filtrele active sunt realizate cu tranzistoare sau AO și circuite pasive *RC*, *RL* sau *RLC*. Dispozitivele active asigură câștigul în tensiune, iar circuitele pasive asigură selectivitatea. Din punctul de vedere al răspunsului, cele patru tipuri de bază de filtre active sunt: trece-jos, trece-sus, trece-bandă și oprește-bandă. În capitolul de față veți studia filtre active realizate cu AO și circuite *RC*.

Aplicația practică

Receptorul MF stereo a cărui schemă bloc este dată mai jos funcționează cu semnale purtătoare din gama de frecvențe 88 MHz ... 108 MHz. În modulația de frecvență, frecvența purtătoarei este modulată proporțional cu amplitudinea și frecvența semnalului audio modulator. Semnalul stereo multiplexat recepționat este, în realitate, mai compli-

cat, iar analiza lui depășește nivelul lucrării de față; din această cauză, în aplicația practică din secțiunea 16-8 ne vom limita la circuitele de filtrare – parte a circuitelor de separare a canalelor. Veți vedea cum se folosesc filtrele active, prezentate în capitolul curent, pentru separarea, într-un sistem MF, a semnalelor audio ce urmează a fi transmise celor două difuzoare – stânga/dreapta.



16-1 RĂSPUNSURILE TIPURILOR DE FILTRE DE BAZĂ

În general, filtrele se grupează după modul în care tensiunea de ieșire variază în funcție de frecvența tensiunii de intrare. Tipurile de filtre active sunt: trece-sus, trece-jos, trece-bandă și oprește-bandă. În secțiunea de față vom examina răspunsurile generale ale tuturor tipurilor enumerate.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți răspunsurile câștig-frecvență ale tipurilor de filtre de bază

- ▶ Să explicați răspunsul filtrelor trece-jos
- ▶ Să dați definiția *polilor*
- ▶ Să determinați frecvența de tăiere și lățimea de bandă a unui filtru trece-jos
- ▶ Să explicați răspunsul filtrelor trece-sus
- ▶ Să determinați frecvența de tăiere a unui filtru trece-sus
- ▶ Să explicați răspunsul filtrelor trece-bandă
- ▶ Să definiți *factorul de calitate* și să explicați semnificația lui
- ▶ Să determinați frecvența de tăiere, lățimea de bandă, factorul de calitate și factorul de pierderi ale unui filtru trece-bandă
- ▶ Să explicați răspunsul filtrelor oprește-bandă

Răspunsul filtrului trece-jos

Banda de trecere a unui **filtru trece-jos** elementar este cuprinsă, prin definiție, între 0 Hz (c.c.) și frecvența de tăiere (critică), f_t, la care tensiunea de ieșire este de 70,7% din valoarea maximă din banda de trecere, cum ilustrează fig. 16-1(a). Banda de trecere teoretică, reprezentată de zona hașurată, delimitată cu linie întreruptă, prezintă o cădere bruscă la f_t. Lățimea de bandă a acestui filtru este egală cu f_t.

$$B = f_t \tag{16-1}$$

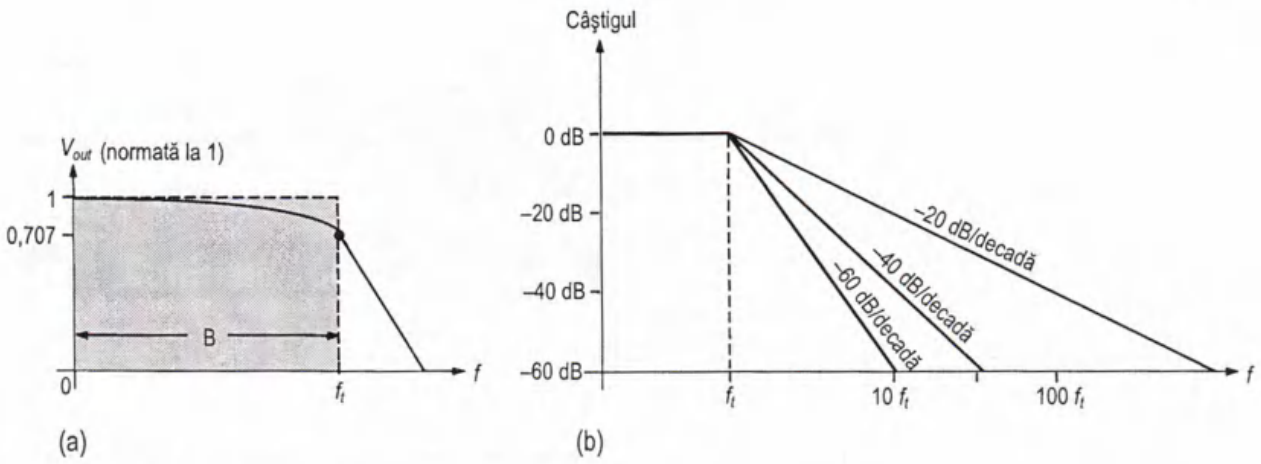


FIGURA 16-1

Răspunsuri ale unui filtru trece-jos.

Deși răspunsul teoretic nu poate fi obținut în practică, se pot obține pante de cădere de –20 dB/decadă și chiar mai mari. Figura 16-1(b) prezintă câteva curbe de răspuns teoretice aferente unui filtru trece-jos, cu diferite pante de cădere. Panta de –20 dB/decadă se obține cu un singur circuit *RC*, format dintr-un rezistor și un condensator. Pentru realizarea pantelor mai mari este necesară adăugarea altor circuite *RC*. Fiecare asemenea circuit este denumit **pol**.

Așa cum am arătat în capitolul 10, frecvența de tăiere a unui filtru *RC* trece-jos este cea corespunzătoare relației $X_C = R$, unde:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

Răspunsul filtrului trece-sus

Filtrul trece-sus este un filtru ce atenuează semnificativ sau suprimă toate frecvențele mai mici ca f_t, lăsând să treacă toate frecvențele ce depășesc f_t. Frecvența de tăiere este, desigur, frecvența la care tensiunea de ieșire este de 70,7% din tensiunea maximă din banda de trecere, ca în fig. 16-2(a). Răspunsul teoretic, reprezentat de zona hașurată, delimitată cu linie întreruptă, cade instantaneu la f_t – condiție ce nu poate fi realizată în practică. Sunt realizabile însă pante de cădere de –20 dB/decadă/pol. În fig. 16-2(b) apar câteva curbe de răspuns caracteristice unui filtru trece-sus, cu diverse pante de cădere.

Ca și în cazul filtrului trece-jos, frecvența de tăiere a unui filtru trece-sus corespunde îndeplinirii egalității $X_C = R$ și se calculează cu aceeași formulă, $f_t = 1/2\pi RC$. Răspunsul unui filtru trece-sus acoperă domeniul de frecvențe dintre f_t și o frecvență mai înaltă, impusă de limitele elementului activ (tranzistor sau AO).

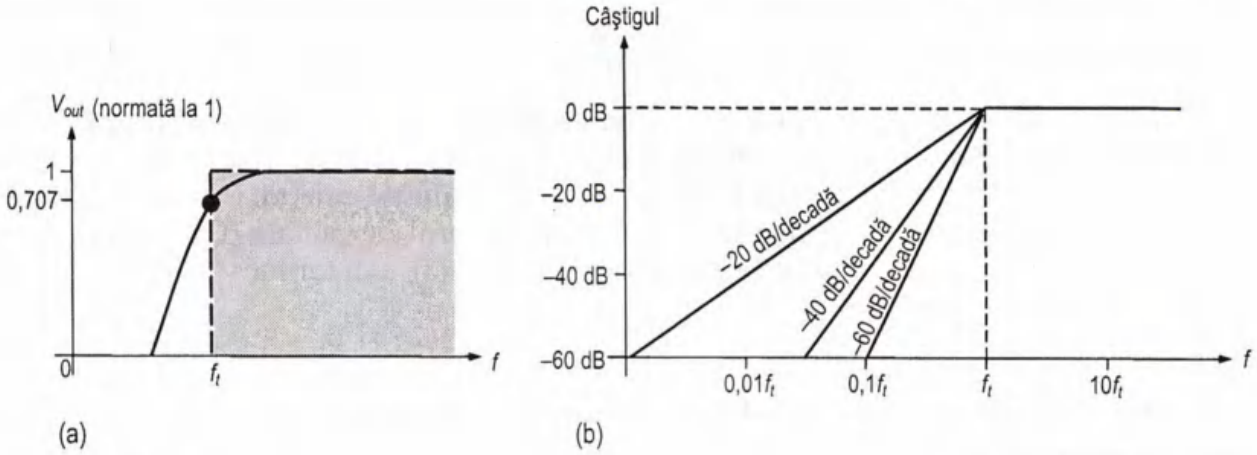


FIGURA 16-2

Răspunsuri ale unui filtru trece-sus.

Răspunsul filtrului trece-bandă

Un **filtru trece-bandă** lasă să treacă toate semnalele cuprinse între două limite de frecvență, una inferioară și una superioară, suprimând practic toate celelalte frecvențe, din afara benzii respective. Curba răspunsului generalizat al unui filtru trece-bandă este prezentată în fig. 16-3. Lățimea de bandă (B) este definită ca diferența dintre frecvența de tăiere superioară (f_{t2}) și frecvența de tăiere inferioară (f_{t1}).

$$B = f_{t2} - f_{t1} \tag{16-2}$$

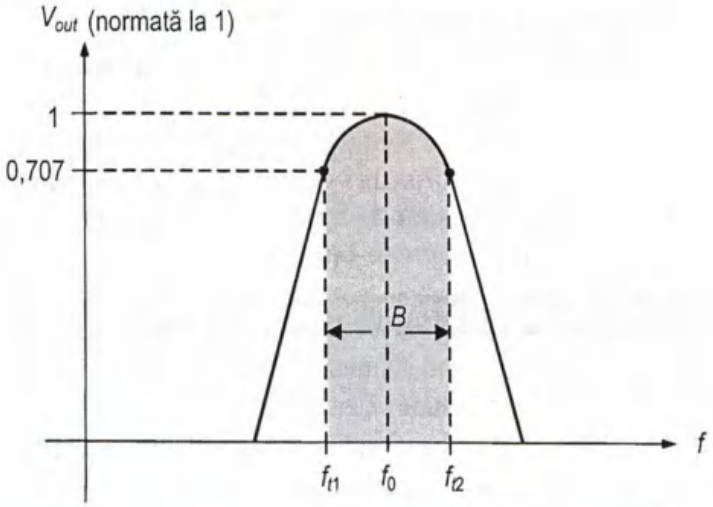


FIGURA 16-3

Curba de răspuns a unui filtru trece-bandă.

Frecvențele de tăiere sunt, bineînțeles, cele la care curba răspunsului se află la 70,7% din valoarea ei maximă. Amintiți-vă, din capitolul 13, că ele se mai numesc și *frecvențe la 3 dB*. Frecvența situată, cu aproximație, la mijlocul benzii de trecere se numește *frecvență centrală*, f_0, fiind definită ca medie geometrică a frecvențelor de tăiere.

$$f_0 = \sqrt{f_{t2} f_{t1}} \tag{16-3}$$

Factorul de calitate **Factorul de calitate** (Q) al unui filtru trece-bandă este raportul dintre frecvența centrală și lățimea benzii.

$$Q = \frac{f_0}{B} \tag{16-4}$$

Valoarea Q reprezintă o măsură a selectivității unui filtru trece-bandă. Cu cât Q este mai mare, cu atât banda de trecere este mai îngustă, iar selectivitatea este mai bună relativ la o anumită frecvență f_0. Filtrele trece-bandă sunt clasificate, uneori, în filtre de bandă îngustă ($Q > 10$) și filtre de bandă largă ($Q < 10$). Factorul de calitate (Q) mai poate fi exprimat și în funcție de factorul de pierderi* al filtrului (δ), sub forma:

$$Q = \frac{1}{\delta}$$

Factorul de pierderi va fi studiat în secțiunea 16-2.

EXEMPLUL 16-1

Un filtru trece-bandă are frecvența centrală de 15 kHz și lățimea de bandă de 1 kHz. Calculați Q și arătați dacă filtrul este de bandă îngustă sau de bandă largă.

Rezolvare

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{15\,\text{kHz}}{1\,\text{kHz}} = 15$$

$Q > 10$, deci filtrul este de bandă îngustă.

Exercițiu complementar Dacă factorul de calitate al filtrului se dublează, care va fi lățimea de bandă?

Răspunsul filtrului oprește-bandă

O altă categorie de filtre active cuprinde **filtrele oprește-bandă****. Imaginați-vă funcționarea lor ca fiind inversul celei a filtrelor trece-bandă, deoarece ele suprimă frecvențele cuprinse într-o anumită bandă, lăsându-le să treacă pe toate celelalte, din afara benzii respective. Curba răspunsului general al unui filtru oprește-bandă este prezentată în fig. 16-4. Remarcați că lățimea de bandă este cuprinsă între frecvențele la 3 dB, ca și în cazul răspunsului unui filtru trece-bandă.

SECȚIUNEA 16-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce anume determină lățimea de bandă a unui filtru trece-jos?
2. Care este cauza limitării benzii de trecere a unui filtru activ trece-sus?
3. Ce relație există între Q și lățimea de bandă, la un filtru trece-bandă? Arătați în ce mod valoarea Q influențează selectivitatea unui filtru.

* În original, *damping factor*, cu notația DF. (n.t.)

** În original, în limba engleză, *band-stop, notch, band-reject, band-elimination filter*. (n.t.)

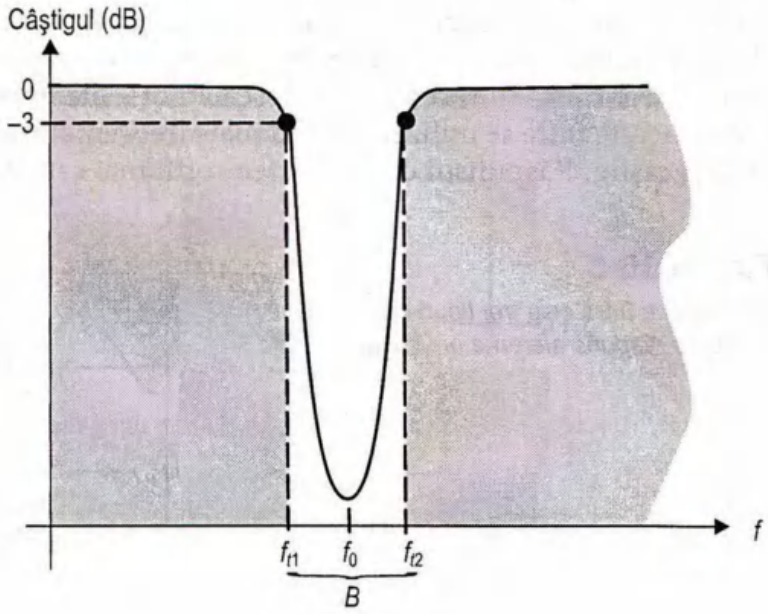


FIGURA 16-4
Răspunsul general al unui filtru opreşte-bandă.

16-2 MODELELE DE RĂSPUNS ALE FILTRELOR

Caracteristicile de răspuns ale filtrelor (trece-jos, trece-sus, trece-bandă sau opreşte-bandă) pot fi aproximate, în funcţie de valorile componentelor de circuit, cu unul dintre modelele de caracteristică Butterworth, Cebîşev sau Bessel. Fiecare model prezintă o formă specifică a curbei răspunsului şi fiecare este adecvat cu precădere anumitor aplicaţii.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să descrieţi cele trei modele de răspuns, precum şi alţi parametri ai filtrelor

- Să descrieţi caracteristica Butterworth
- Să descrieţi caracteristica Cebîşev
- Să descrieţi caracteristica Bessel
- Să definiţi *factorul de pierderi* şi să arătaţi care este semnificaţia lui
- Să calculaţi factorul de pierderi al unui filtru
- Să prezentaţi ordinele filtrelor şi modul în care ele influenţează câştigul

Caracteristicile de răspuns Butterworth, Cebîşev sau Bessel pot fi realizate în majoritatea configuraţiilor de filtre active alegând corespunzător anumite valori ale componentelor. În fig. 16-5 sunt ilustrate comparativ cele trei tipuri de răspuns pentru un filtru trece-jos. Filtrele trece-sus, precum şi cele trece-bandă pot fi concepute, de asemenea, astfel încât să prezinte una sau alta dintre aceste caracteristici.

Caracteristica Butterworth Caracteristica **Butterworth** prezintă un răspuns în amplitudine foarte aplatizat în banda de trecere şi o pantă de cădere de –20 dB/decadă/pol. În schimb, răspunsul în fază nu este liniar, defazajul (deci întârzierea) semnalelor ce străbat

filtrul variind neliniar cu frecvența. În consecință, un impuls aplicat unui filtru cu caracteristică Butterworth va genera la ieșire pulsații deoarece fiecare componentă de frecvență a fronturilor – ascendent și descendent – ale impulsului va fi întârziată diferit. De obicei, aceste filtre se utilizează când toate frecvențele din banda de trecere trebuie să aibă același câștig. Răspunsul de tip Butterworth mai este denumit „cu aplatizare maximă".

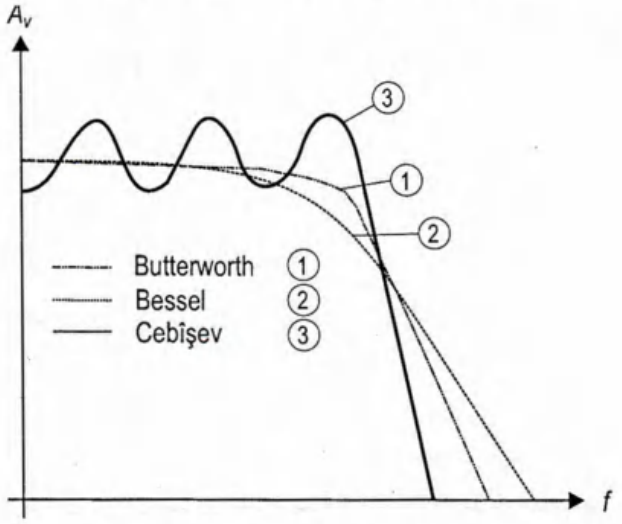


FIGURA 16-5
Comparație între cele trei tipuri de curbe de răspuns aferente unui filtru.

Caracteristica Cebîșev Filtrele cu caracteristică de răspuns **Cebîșev** sunt utile în situațiile în care se dorește obținerea unei căderi rapide, deoarece panta lor de cădere depășește –20 dB/decadă/pol. Este o pantă mai mare decât cea a caracteristicii Butterworth, deci, pentru o valoare dată a pantei de cădere, un filtru Cebîșev poate fi realizat cu mai puțini poli și cu un circuit mai simplu. Răspunsul lui este caracterizat de supracreșteri sau pulsații în banda de trecere (în funcție de numărul de poli), iar răspunsul în fază este mai neliniar decât al filtrului Butterworth.

Caracteristica Bessel Caracteristica de fază a filtrului **Bessel** este liniară, cu alte cuvinte, defazajul crește liniar cu frecvența. Ca urmare, dacă la intrare se aplică un impuls, la ieșire nu apar pulsații aproape deloc. Pentru că nu distorsionează formele de undă în impulsuri, filtrele de tip Bessel se folosesc la filtrarea unor asemenea semnale.

Factorul de pierderi

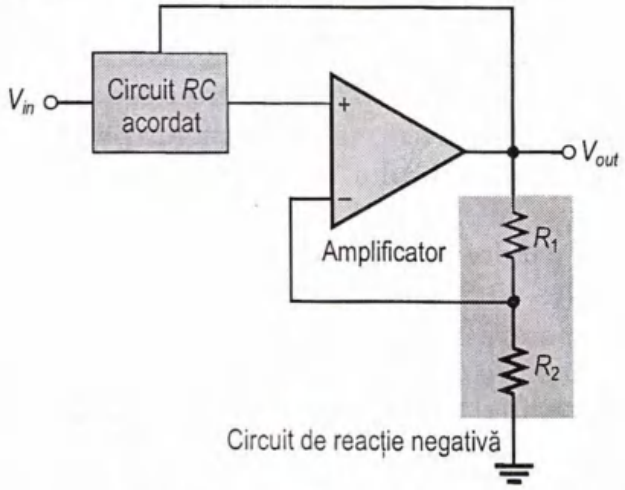
Am arătat că un filtru activ poate fi conceput cu oricare dintre caracteristicile Butterworth, Cebîșev sau Bessel, indiferent dacă este trece-jos, trece-sus, trece-bandă sau oprește-bandă. **Factorul de pierderi** (δ) este cel care determină ce model de caracteristică va prezenta filtrul activ. Pentru a explica această noțiune vom folosi reprezentarea generală a unui filtru activ, din fig. 16-6. Observați în desen un amplificator, un circuit de reacție negativă și o rețea de filtrare. Amplificatorul și circuitul de reacție sunt conectate în configurație neinversoare. Factorul de pierderi este determinat de circuitul de reacție negativă și este definit prin relația:

$$\delta = 2 - \frac{R_1}{R_2} \qquad (16\text{-}5)$$

În principiu, factorul de pierderi influențează răspunsul filtrului ca efect al reacției negative. Orice tendință de creștere sau de scădere a tensiunii de ieșire este compensată de efectul opus al reacției negative. Reacția negativă acționează în sensul aplatizării

curbei de răspuns în banda de trecere a filtrului, dacă valoarea factorului de pierderi este fixată cu precizie. Utilizând calcule matematice de nivel superior, care nu vor fi prezentate aici, s-au aflat, pentru filtre de diferite ordine, valorile factorului de pierderi care asigură aplatizarea maximă a răspunsului Butterworth.

FIGURA 16-6
Schema de principiu a unui filtru activ.



Valoarea factorului de pierderi, necesară pentru realizarea unei anumite caracteristici de răspuns, depinde de *ordinul* filtrului (numărul de poli). Pentru simplificarea explicațiilor vom considera că un *pol* corespunde unui circuit format dintr-un rezistor și un condensator. Cu cât numărul de poli ai unui filtru este mai mare, cu atât panta de cădere a răspunsului este mai abruptă. De exemplu, pentru realizarea unui filtru Butterworth de ordinul 2 este necesar un factor de pierderi de 1,414. Această valoare poate fi obținută practic dacă raportul rezistoarelor de reacție este de:

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 - \delta = 2 - 1{,}414 = 0{,}586$$

Acest raport stabilește, pentru câștigul în buclă închisă, $A_{cl(NI)}$, al amplificatorului neinversor al filtrului, valoarea de 1,586, calculată astfel:

$$A_{cl(NI)} = \frac{1}{A_r} = \frac{1}{R_2/(R_1+R_2)} = \frac{R_1+R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = 0{,}586 + 1 = 1{,}586$$

EXEMPLUL 16-2

Dacă rezistorul R_2, din circuitul de reacție al unui filtru activ cu doi poli, ca acela din fig. 16-6, este de 10 kΩ, ce valoare trebuie să aibă R_1 pentru obținerea unui răspuns Butterworth cu aplatizare maximă?

Rezolvare

$$\frac{R_1}{R_2} = 0{,}586$$

$$R_1 = 0{,}586R_2 = 0{,}586(10\,\text{k}\Omega) = \mathbf{5{,}86\,k\Omega}$$

Folosind cea mai apropiată valoare standardizată cu toleranța de 5%, de 5,6 kΩ, se va realiza un răspuns foarte apropiat de cel teoretic.

Exercițiu complementar Care este factorul de pierderi dacă R_2 = 10 kΩ și R_1 = 5,6 kΩ?

Frecvența de tăiere și panta de cădere

Frecvența de tăiere este determinată de valorile rezistorului și condensatorului din circuitul acordat *RC*, cum este cel din fig. 16-6. Pentru un filtru cu un singur pol (filtru de ordinul 1), cum este cel din fig. 16-7, frecvența de tăiere este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

În figură apare o configurație de filtru trece-jos, însă aceeași formulă este valabilă și pentru f_t a unui filtru trece-sus cu un singur pol. Numărul de poli determină panta de cădere a răspunsului filtrului. Caracteristica Butterworth are –20 dB/decadă/pol. Prin urmare, un filtru de ordinul 1 (cu un singur pol) are panta de –20 dB/decadă; un filtru de ordinul doi (cu doi poli) prezintă o cădere de –40 dB/decadă; un filtru de ordinul trei (cu trei poli), de –60 dB/decadă ș.a.m.d.

În general, pentru obținerea unui filtru cu trei sau mai mulți poli se conectează în cascadă mai multe filtre cu unul sau doi poli, ca în fig. 16-8. De exemplu, pentru obținerea unui filtru de ordinul trei trebuie conectate în cascadă un filtru de ordinul doi și unul de ordinul unu; pentru obținerea unui filtru de ordinul patru se conectează două filtre de ordinul doi ș.a.m.d. Fiecare filtru legat în cascadă se numește *etaj* sau *secțiune*.

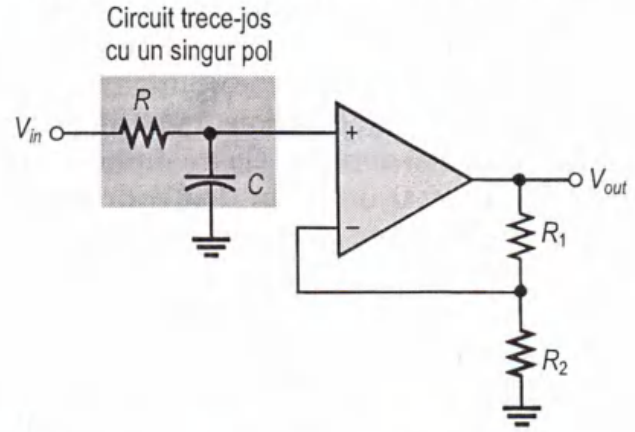


FIGURA 16-7

Filtru trece-jos de ordinul unu (cu un pol).

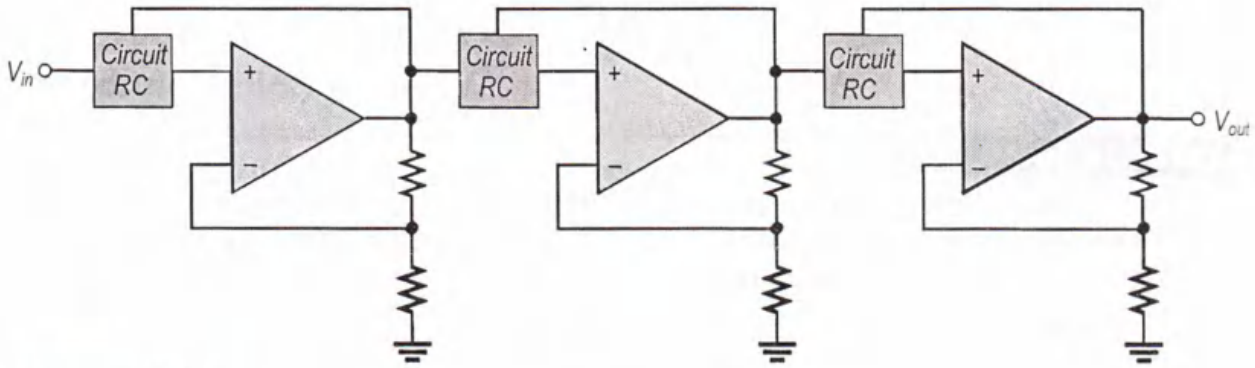


FIGURA 16-8

Numărul de poli al unui filtru se poate mări prin conectarea în cascadă.

Datorită caracteristicii sale cu aplatizare maximă, filtrul Butterworth este cel mai frecvent utilizat. De aceea, ne vom limita la acest model de răspuns pentru a ilustra noțiunile fundamentale referitoare la filtre. În tabelul 16-1 sunt înscrise pantele de cădere, factorii de pierderi și valorile raportului R_1/R_2 pentru filtre Butterworth de până la ordinul șase.

TABELUL 16-1

Valori aferente răspunsului filtrelor Butterworth.

	Căderea	Primul etaj			Al doilea etaj			Al treilea etaj		
Ordinul	dB/decadă	Poli	δ	R_1/R_2	Poli	δ	R_1/R_2	Poli	δ	R_1/R_2
1	–20	1	Opțional							
2	–40	2	1,414	0,586						
3	–60	2	1,00	1	1	1,00	1			
4	–80	2	1,848	0,152	2	0,765	1,235			
5	–100	2	1,00	1	2	1,618	0,382	1	0,618	1,382
6	–120	2	1,932	0,068	2	1,414	0,586	2	0,518	1,482

SECȚIUNEA 16-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Arătați prin ce se deosebesc modelele de răspuns Butterworth, Cebîșev și Bessel.
2. Ce elemente determină modelul de răspuns al unui filtru?
3. Care sunt elementele componente de bază ale unui filtru activ?

16-3 FILTRE ACTIVE TRECE-JOS

Filtrele realizate cu AO ca element activ prezintă câteva avantaje în comparație cu filtrele pasive (numai cu componente R, L și C). AO introduce un câștig, astfel că semnalele nu sunt atenuate din cauza filtrării. Prin impedanța mare de intrare a AO se asigură adaptarea cu sursa de semnal, iar prin impedanța mică de ieșire, cu sarcina, în așa fel încât circuitul filtrului să nu fie afectat. De asemenea, filtrele active se pot regla cu ușurință pentru o gamă largă de frecvențe fără ca forma răspunsului să se modifice.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați filtre active trece-jos

- ► Să recunoașteți un filtru cu un singur pol și să îi calculați câștigul și frecvența de tăiere
- ► Să recunoașteți un filtru Sallen-Key cu doi poli și să îi calculați câștigul și frecvența de tăiere
- ► Să explicați în ce mod se obține o pantă de cădere mai mare prin conectarea în cascadă a unor filtre trece-jos

Filtru cu un singur pol

În fig. 16-9(a) este prezentat un filtru activ cu un singur circuit *RC* acordat trece-jos, care prezintă o cădere de –20 dB/decadă la frecvențe superioare celei de tăiere, așa cum arată curba răspunsului din fig. 16-9(b). Frecvența de tăiere a unui filtru cu un singur pol este $f_t = 1/2\pi RC$. AO din acest circuit este conectat în configurație de amplificator neinversor, al cărui câștig în buclă închisă, în banda de trecere, este determinat de valorile R_1 și R_2.

$$A_{cl} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \tag{16-6}$$

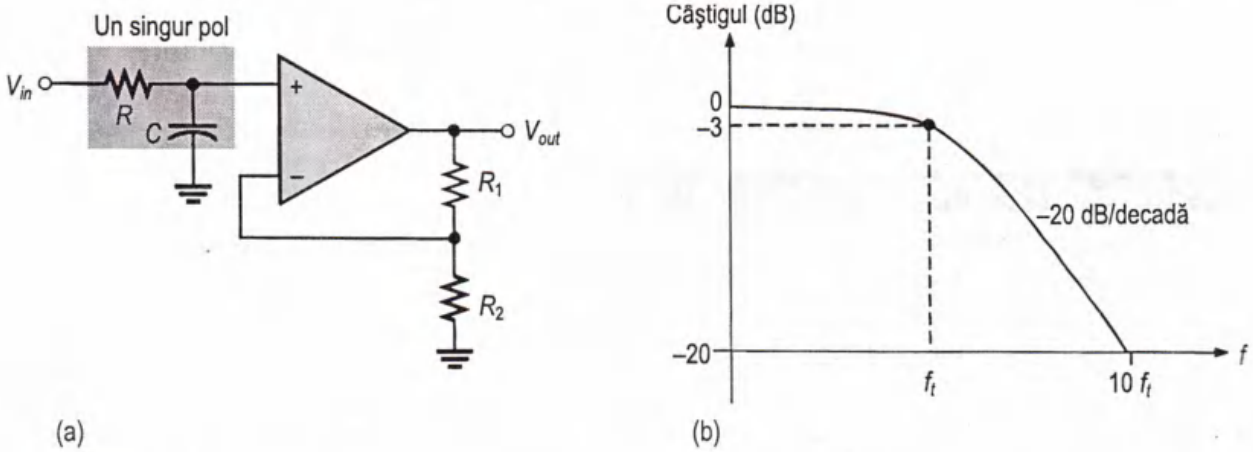


FIGURA 16-9

Filtru activ trece-jos cu un singur pol şi curba răspunsului său.

Filtrul Sallen-Key trece-jos

Configurația Sallen-Key este una dintre cele mai larg răspândite pentru filtrele de ordinul doi (cu doi poli). Mai este cunoscută ca filtru cu sursă de tensiune comandată în tensiune*. În fig. 16-10 este prezentată o variantă trece-jos a filtrului Sallen-Key. Observați că apar două circuite *RC*, care asigură o cădere de –40 dB/decadă la frecvențe superioare celei de tăiere (considerând că răspunsul este de tipul Butterworth). Unul dintre circuitele *RC* este format din R_A și C_A, iar celălalt, din R_B și C_B. Originalitatea configurației se datorează condensatorului C_A, care asigură reacția ce dă forma răspunsului la limita benzii de trecere. Frecvența de tăiere a filtrului Sallen-Key de ordinul doi este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_A R_B C_A C_B}} \tag{16-7}$$

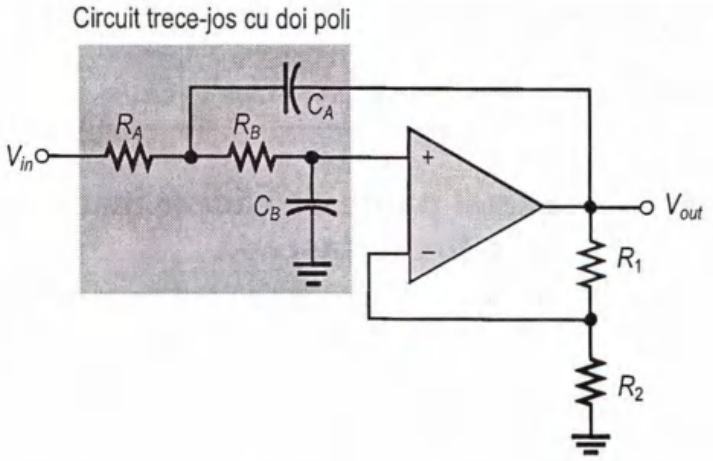
Pentru simplificare se pot alege componente identice, astfel încât $R_A = R_B = R$ și $C_A = C_B = C$. În acest caz, expresia frecvenței de tăiere devine:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

* În original, *VCVS (voltage-controlled voltage source) filter*. (n.t.)

FIGURA 16-10

Configurație simplă de filtru Sallen-Key trece-jos de ordinul doi.

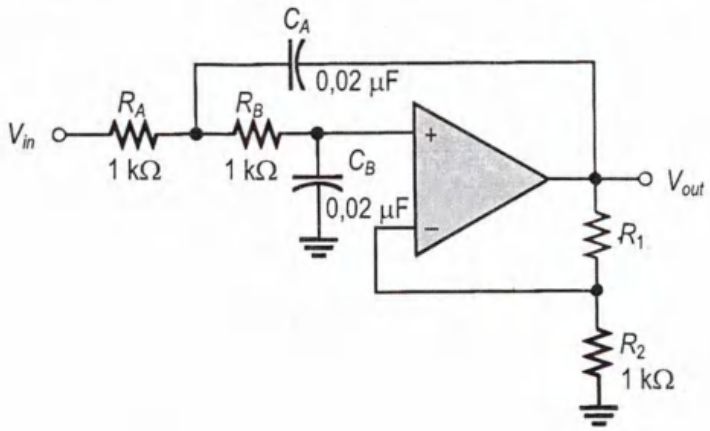


Ca și în cazul filtrului cu un singur pol, AO din filtrul Sallen-Key de ordinul doi este conectat ca amplificator neinversor, cu circuitul de reacție negativă format din R_1/R_2. Așa cum știți, factorul de pierderi este determinat de valorile R_1 și R_2, răspunsul filtrului putând fi realizat după oricare dintre modelele Butterworth, Cebîșev sau Bessel. De exemplu, conform tabelului 16-1, raportul R_1/R_2 trebuie să fie de 0,586 pentru ca factorul de pierderi să ia valoarea 1,414, necesară pentru obținerea unui răspuns de tip Butterworth de ordinul doi.

EXEMPLUL 16-3

Determinați frecvența de tăiere a filtrului trece-jos din fig. 16-11 și calculați valoarea R_1 necesară pentru obținerea cu aproximație a unui răspuns de tipul Butterworth.

FIGURA 16-11



Rezolvare

Întrucât $R_A = R_B = 1\ \text{k}\Omega$ și $C_A = C_B = 0{,}02\ \mu\text{F}$,

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(1\,\text{k}\Omega)(0{,}02\,\mu\text{F})} = \mathbf{7{,}96\,kHz}$$

Pentru obținerea unui răspuns Butterworth, $R_1/R_2 = 0{,}586$.

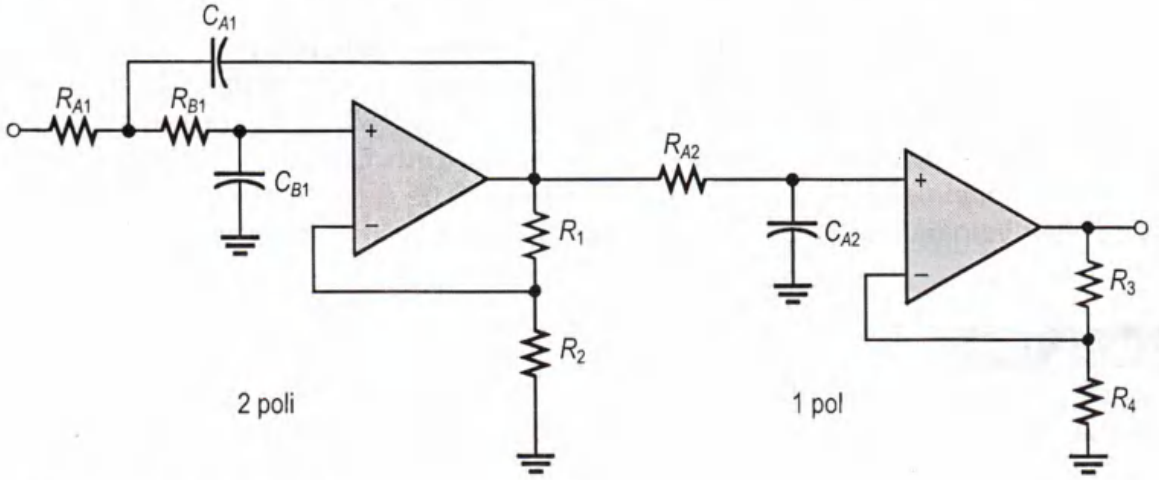
$$R_1 = 0{,}586R_2 = 0{,}586(1\,\text{k}\Omega) = \mathbf{586\,\Omega}$$

Alegeți o valoare standardizată cât mai apropiată de cea calculată.

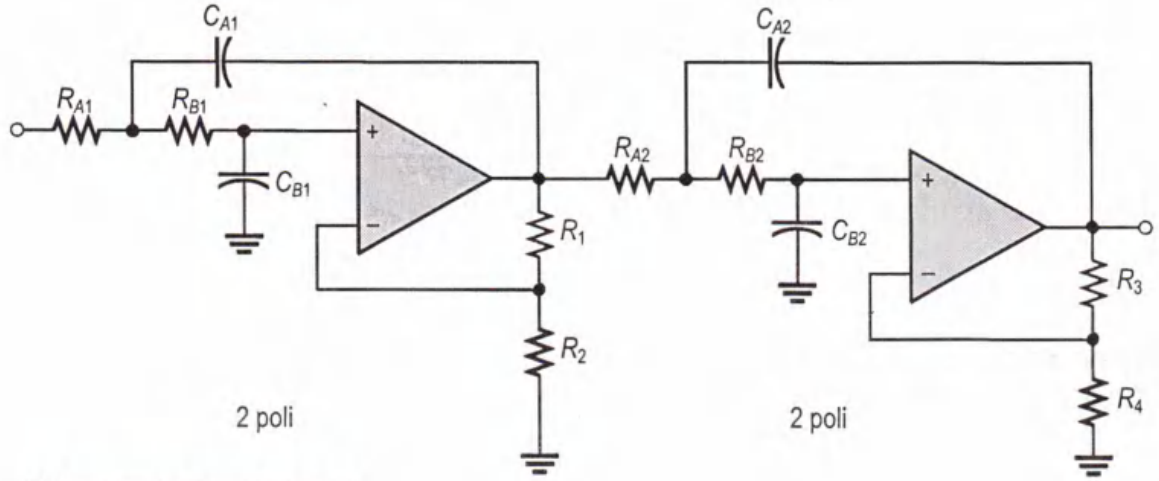
Exercițiu complementar Determinați f_t a circuitului din fig. 16-11 dacă $R_A = R_B = R_2 = 2{,}2\ k\Omega$ și $C_A = C_B = 0{,}01\ \mu F$. Calculați, de asemenea, valoarea R_1 necesară pentru obținerea unui răspuns de tipul Butterworth.

Obținerea unei pante de cădere mai mare cu filtre trece-jos în cascadă

Pentru obținerea unui răspuns de tipul trece-jos de ordinul trei (–60 dB/decadă) este necesar un filtru cu trei poli. Acesta se realizează prin conectarea în cascadă a unui filtru trece-jos cu doi poli și a unui filtru trece-jos cu un singur pol, ca în fig. 16-12(a). În fig. 16-12(b) vedeți o configurație de filtru cu patru poli, formată prin conectarea în cascadă a două filtre cu câte doi poli.



(a) Configurație de ordinul trei



(b) Configurație de ordinul patru

FIGURA 16-12

Filtre trece-jos conectate în cascadă.

EXEMPLUL 16-4

Determinați valorile condensatoarelor filtrului cu patru poli din fig. 16-12(b) astfel ca frecvența lui de tăiere să fie de 2680 Hz, știind că toate rezistoarele din circuitele *RC* trece-jos sunt de 1,8 kΩ. Alegeți, de asemenea, valorile rezistoarelor de reacție astfel încât răspunsul obținut să fie de tipul Butterworth.

Rezolvare

Ambele etaje trebuie să aibă aceeași f_t. Considerând că alegem condensatoare identice,

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C = \frac{1}{2\pi R f_t} = \frac{1}{2\pi(1{,}8\,\text{k}\Omega)(2680\,\text{Hz})} = 0{,}033\,\mu\text{F}$$

$$C_{A1} = C_{B1} = C_{A2} = C_{B2} = \mathbf{0{,}033\,\mu F}$$

Tot pentru simplitate alegem $R_2 = R_4 = 1{,}8$ kΩ. Conform tabelului 16-1, pentru ca răspunsul primului etaj să fie de tipul Butterworth, $\delta = 1{,}848$ și $R_1/R_2 = 0{,}152$. Deci:

$$R_1 = 0{,}152R_2 = 0{,}152(1800\Omega) = \mathbf{274\Omega}$$

Alegem $R_1 = 270\ \Omega$.

Pentru etajul al doilea, $\delta = 0{,}765$ și $R_3/R_4 = 1{,}235$. Deci:

$$R_3 = 1{,}235R_4 = 1{,}235(1800\Omega) = \mathbf{2{,}22\Omega}$$

Alegem $R_3 = 2{,}2$ kΩ.

Exercițiu complementar Determinați valorile condensatoarelor filtrului din fig. 16-12(b) pentru $f_t = 1$ kHz, știind că toate rezistoarele de filtrare sunt de 680 Ω. Calculați, de asemenea, valorile rezistoarelor de reacție astfel încât să se obțină un răspuns de tipul Butterworth.

SECȚIUNEA 16-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Câți poli are un filtru trece-jos de ordinul doi? Câte rezistoare și câte condensatoare conține în circuitul acordat?
2. De ce este important factorul de pierderi al unui filtru?
3. Care este scopul principal al conectării în cascadă a filtrelor trece-jos?

16-4 FILTRE ACTIVE TRECE-SUS

La filtrele trece-sus, rolurile rezistorului și condensatorului din circuitul RC sunt inversate. Aceasta este singura deosebire față de filtrele trece-jos, toți ceilalți parametri de bază rămânând aceiași.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați filtre active trece-sus

- ▶ Să recunoașteți un filtru cu un singur pol și să îi calculați câștigul și frecvența de tăiere
- ▶ Să recunoașteți un filtru Sallen-Key cu doi poli și să îi calculați câștigul și frecvența de tăiere
- ▶ Să explicați în ce mod se obține o pantă de cădere mai mare prin conectarea în cascadă a unor filtre trece-sus

Filtru cu un singur pol

În fig. 16-13(a) este prezentat un filtru activ trece-sus cu o cădere de –20 dB/decadă. Observați că la intrarea lui se află singur circuit *RC*. Circuitul de reacție negativă este similar cu cel de la filtrele trece-jos, discutate anterior. Curba de răspuns trece-sus este cea din fig. 16-13(b).

Teoretic, un filtru trece-sus permite trecerea tuturor frecvențelor mai mari decât f_t, fără nici o altă limitare, așa cum ilustrează fig. 16-14(a), însă în practică lucrurile stau altfel. Așa cum știți, toate AO conțin în structura internă circuite *RC* care le limitează răspunsul la frecvențe înalte. Prin urmare, la frecvențe înalte are loc o limitare a răspunsului filtrului trece-sus, acesta devenind, practic, un filtru trece-bandă cu banda foarte largă. În majoritatea aplicațiilor, limitarea de natură internă poate fi neglijată, întrucât intervine la frecvențe foarte mari în comparație cu frecvența de tăiere a filtrului. Uneori, ca elemente active se folosesc tranzistoare discrete, deoarece limitarea lor internă are loc la frecvențe mai mari decât în cazul AO.

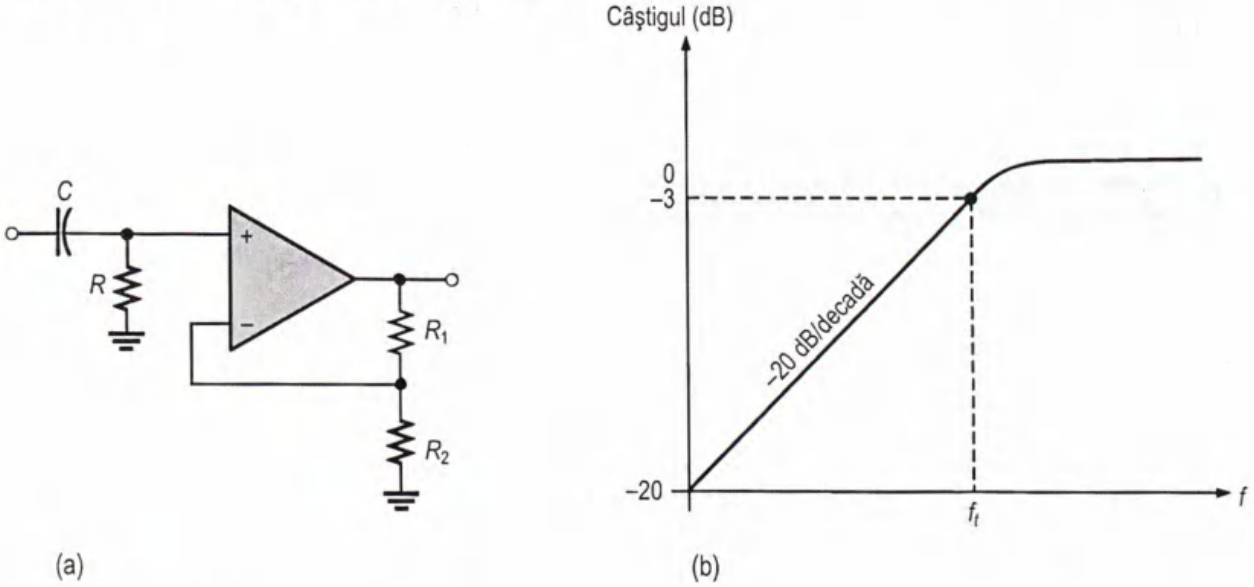
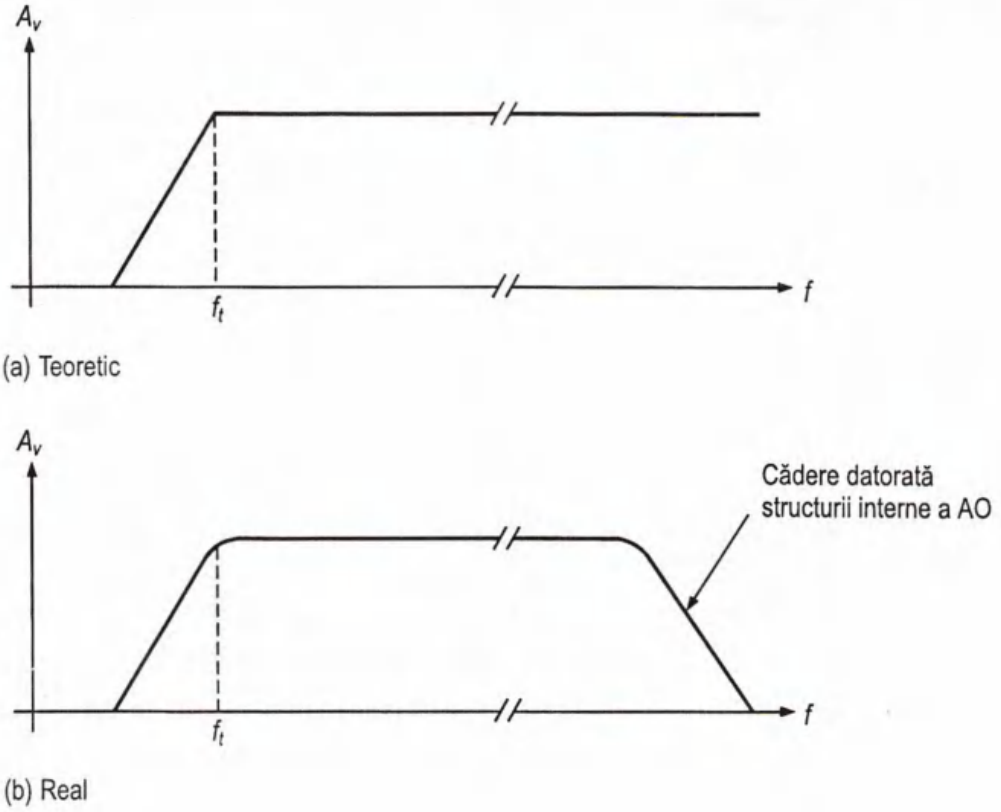


FIGURA 16-13

Filtru activ trece-sus cu un singur pol şi curba răspunsului său.

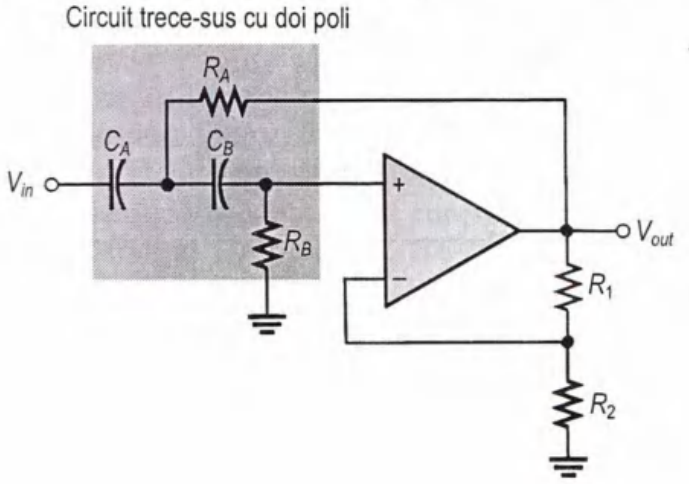
FIGURA 16-14
Răspunsul unui filtru trece-sus.



Filtrul Sallen-Key trece-sus

În fig. 16-15 vedeți o configurație de filtru Sallen-Key trece-sus de ordinul doi. Componentele R_A, C_A, R_B și C_B alcătuiesc circuitul acordat cu doi poli. Remarcați că amplasarea condensatoarelor și rezistoarelor circuitului acordat este invers decât la configurația trece-jos. Ca în cazul oricărui filtru, caracteristica de răspuns poate fi optimizată prin alegerea corespunzătoare a rezistoarelor de reacție R_1 și R_2.

FIGURA 16-15
Configurație simplă de filtru Sallen-Key trece-sus de ordinul doi.



EXEMPLUL 16-5

Alegeți valorile componentelor filtrului Sallen-Key trece-sus din fig. 16-15 astfel încât să realizați un filtru cu răspuns Butterworth de ordinul doi, cu componente identice și frecvența de tăiere de aproximativ 10 kHz.

Rezolvare

Începeți prin a alege o valoare pentru R_A și R_B (R_1 sau R_2 pot avea aceeași valoare ca R_A și R_B, pentru simplitate).

$$R = R_A = R_B = R_2 = \mathbf{3{,}3\,\Omega} \qquad \text{(alegere arbitrară)}$$

Apoi calculați valoarea condensatoarelor din $f_t = 1/2\pi RC$.

$$C = C_A = C_B = \frac{1}{2\pi R f_t} = \frac{1}{2\pi(3{,}3\,\text{k}\Omega)(10\,\text{kHz})} = \mathbf{0{,}0047\,\mu F}$$

Pentru un răspuns de tipul Butterworth, factorul de pierderi trebuie să fie 1,414, iar $R_1/R_2 = 0{,}586$.

$$R_1 = 0{,}586R_2 = 0{,}586(3{,}3\,\text{k}\Omega) = \mathbf{1{,}93\,k\Omega}$$

Dacă ați fi ales R_1 = 3,3 kΩ, atunci:

$$R_2 = \frac{R_1}{0{,}586} = \frac{3{,}3\,\text{k}\Omega}{0{,}586} = 5{,}63\,\text{k}\Omega$$

În orice caz, veți obține un răspuns Butterworth alegând cele mai apropiate valori standardizate.

Exerciţiu complementar Alegeți valorile tuturor componentelor filtrului trece-sus din fig. 16-15 astfel încât să obțineți f_t = 300 Hz. Folosiți componente de aceeași valoare, cunoscând R = 10 kΩ, și faceți optimizarea pentru ca răspunsul să fie de tipul Butterworth.

Conectarea în cascadă a filtrelor trece-sus

Ca și în cazul configurației trece-jos, filtrele trece-sus de ordinele unu și doi pot fi conectate în cascadă pentru a se obține trei sau mai mulți poli, deci pante de cădere mai abrupte. În fig. 16-16 este prezentat un filtru trece-sus cu șase poli, format din trei etaje cu câte doi poli. Cu această configurație, optimizată pentru un răspuns Butterworth, se realizează o cădere de –120 dB/decadă.

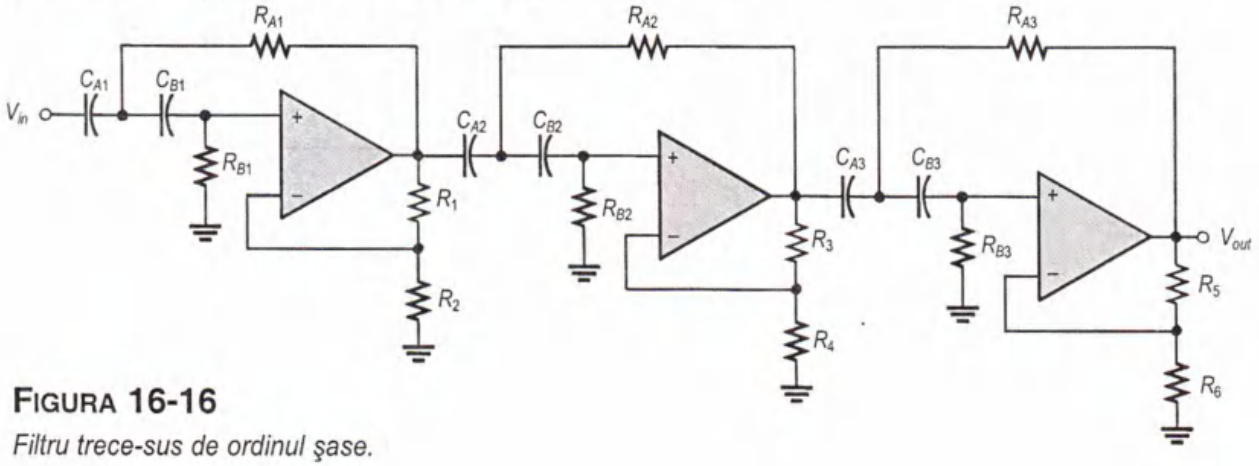


FIGURA 16-16

Filtru trece-sus de ordinul şase.

SECȚIUNEA 16-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește un filtru Sallen-Key trece-sus de configurația analogă trece-jos?
2. Pentru a mări frecvența de tăiere a unui filtru trece-sus, valorile rezistoarelor trebuie mărite sau micșorate?
3. Dacă se conectează în cascadă trei filtre trece-sus cu câte doi poli și un filtru trece-sus cu un singur pol, ce pantă de cădere se realizează?

16-5 FILTRE ACTIVE TRECE-BANDĂ

Așa cum am mai spus, filtrele trece-bandă permit trecerea tuturor frecvențelor cuprinse între o frecvență-limită inferioară și una superioară și blochează toate frecvențele din afara acestei benzi. Răspunsul unui filtru trece-bandă poate fi considerat o suprapunere a curbei de răspuns a unui filtru trece-jos cu cea a unui filtru trece-sus.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să analizați filtre active trece-bandă

- ▶ Să descrieți un filtru trece-bandă format dintr-un filtru trece-jos și unul trece-sus
- ▶ Să determinați frecvențele de tăiere și frecvența centrală a unui filtru trece-bandă în cascadă
- ▶ Să analizați un filtru trece-bandă cu mai multe bucle de reacție pentru a îi determina frecvența centrală, lățimea de bandă și câștigul
- ▶ Să analizați un filtru trece-bandă cu configurație variabilă

Realizarea unui răspuns trece-bandă prin conectarea în cascadă a unui filtru trece-jos și a unuia trece-sus

Una dintre metodele de realizare a unui filtru trece-bandă este conectarea în cascadă a unui filtru trece-jos și a unuia trece-sus, ca în fig. 16-17(a), cu condiția ca frecvențele lor de tăiere să fie suficient de depărtate. Filtrele din figură sunt de tipul Sallen-Key, cu câte doi poli și răspuns Butterworth, deci au pantele de cădere de –40 dB/decadă, cum arată și curba răspunsului compus, din fig. 16-17(b). Frecvențele de tăiere ale filtrelor au fost alese în așa fel încât curbele răspunsurilor să se suprapună corespunzător, după cum puteți observa. Frecvența de tăiere – mai mică – a filtrului trece-sus trebuie să fie suficient de depărtată de cea – mai mare – a filtrului trece-jos.

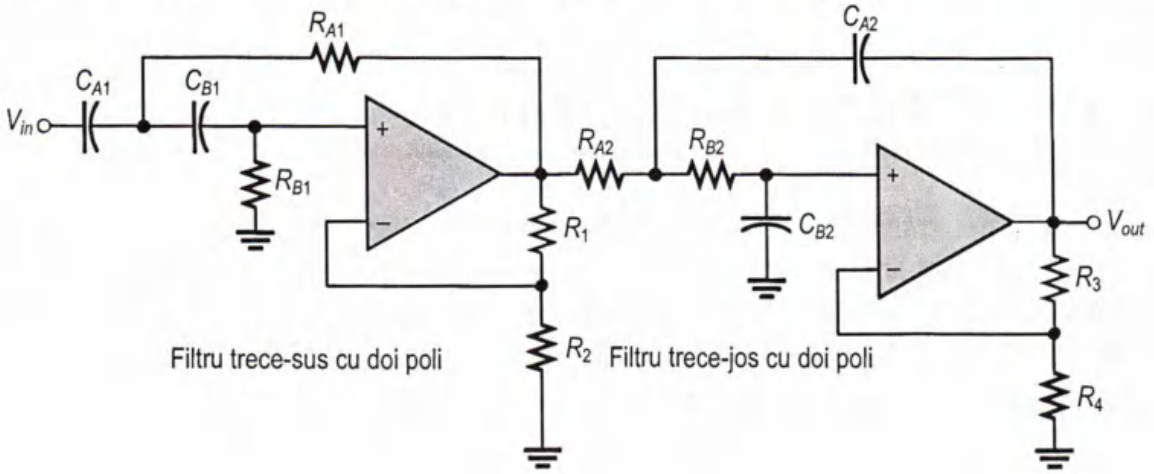
În banda de trecere, frecvența f_{t1}, mai joasă, este frecvența de tăiere a filtrului trece-sus. Frecvența f_{t2}, mai înaltă, este frecvența de tăiere a filtrului trece-jos. Așa cum am menționat anterior, frecvența centrală a benzii de trecere, f_0, este teoretic egală cu media geometrică a frecvențelor f_{t1} și f_{t2}. Iată expresiile acestor trei frecvențe corespunzătoare filtrului trece-bandă din fig. 16-17:

$$f_{t1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{A1}R_{B1}C_{A1}C_{B1}}}$$

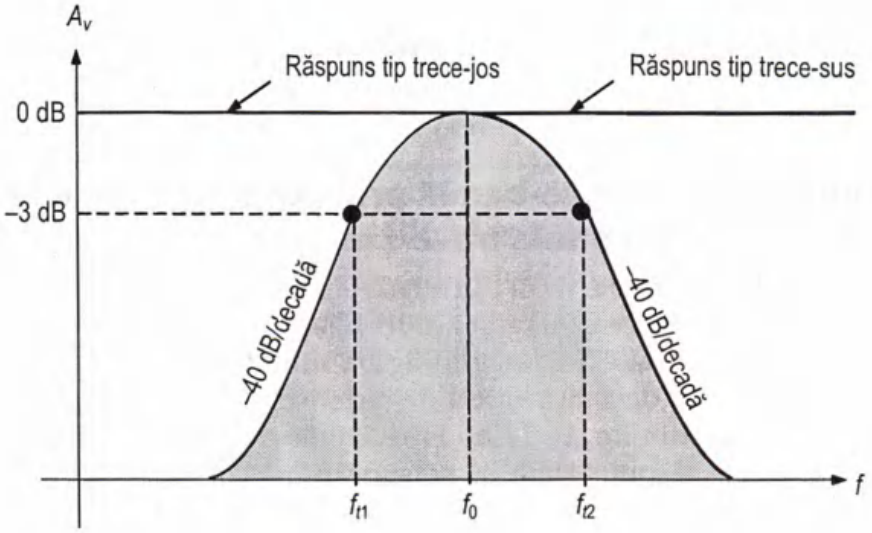
$$f_{t2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{A2}R_{B2}C_{A2}C_{B2}}}$$

$$f_0 = \sqrt{f_{t1}f_{t2}}$$

Desigur, dacă la realizarea filtrelor se folosesc componente identice, formulele ce exprimă frecvențele de tăiere se simplifică, devenind: $f_t = 1/2\pi RC$.



(a)



(b)

FIGURA 16-17

Filtru trece-bandă format prin conectarea în cascadă a unui filtru trece-sus cu doi poli şi a unui filtru trece-jos cu doi poli (ordinea conectării nu are importanță).

Filtru trece-bandă cu mai multe bucle de reacție

O altă configurație de filtru, prezentată în fig. 16-18, este cea trece-bandă cu mai multe bucle de reacție. Cele două bucle de reacție se formează prin R_2, respectiv prin C_1. Componentele R_1 și C_1 produc răspunsul de tip trece-jos, iar R_2 și C_2, pe cel de tip trece-sus. Câștigul maxim, A_0, se realizează la frecvența centrală. Pentru acest tip de filtru sunt tipice valori Q mai mici decât 10. Iată cum se deduce expresia frecvenței centrale, ținând cont de faptul că R_1 și R_3 apar în paralel, văzute dinspre bucla de reacție ce conține condensatorul C_1 (cu sursa V_{in} în scurtcircuit):

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_1 \| R_3)R_2C_1C_2}}$$

Considerând $C_1 = C_2 = C$, obținem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_1 \| R_3)R_2C^2}} = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_1 \| R_3)R_2}}$$

$$= \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\left(\frac{1}{R_2(R_1 \| R_3)}\right)} = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\left(\frac{1}{R_2}\right)\left(\frac{1}{R_1R_3/(R_1+R_3)}\right)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{R_1+R_3}{R_1R_2R_3}} \qquad (16\text{-}8)$$

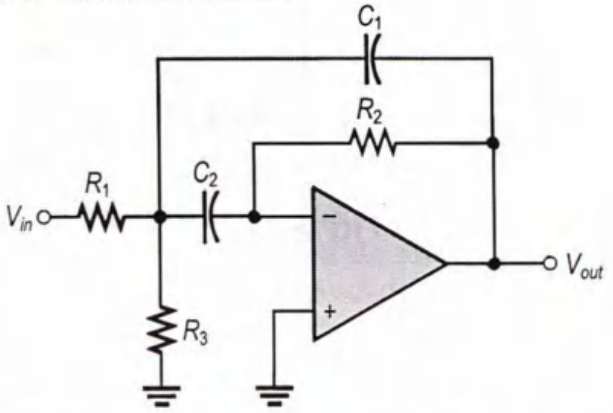


FIGURA 16-18
Filtru trece-bandă cu mai multe bucle de reacție.

Se alege o valoare convenabilă pentru condensatoare; apoi se calculează valorile celor trei rezistoare în funcție de valorile f_0, B și A_0 pe care dorim să le obținem. După cum știți, Q se poate calcula din relația: $Q = f_0/B$. Valorile rezistoarelor se calculează din următoarele formule (pe care nu le demonstrăm aici):

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 CA_0}$$

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

$$R_3 = \frac{Q}{2\pi f_0 C(2Q^2 - A_0)}$$

Pentru a afla expresia câștigului se explicitează Q din formulele pentru R_1 și R_2, astfel:

$$Q = 2\pi f_0 A_0 C R_1$$
$$Q = \pi f_0 C R_2$$

Apoi:

$$2\pi f_0 A_0 C R_1 = \pi f_0 C R_2$$

Prin simplificare obținem:

$$2A_0 R_1 = R_2$$

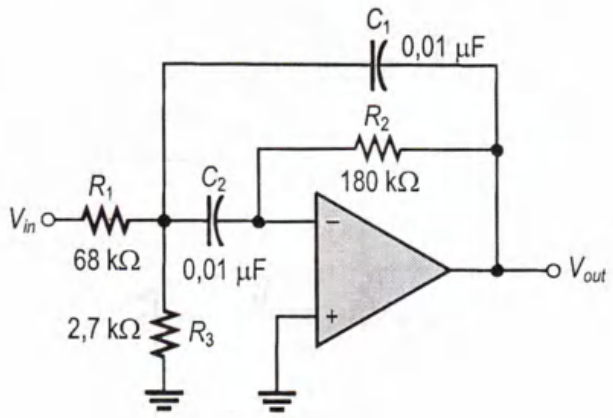
$$A_0 = \frac{R_2}{2R_1} \tag{16-9}$$

Pentru ca numitorul expresiei $R_3 = Q/[2\pi f_0 C(2Q^2 - A_0)]$ să fie pozitiv este necesar ca $A_0 < 2Q^2$, deci câștigul este supus acestei limitări.

EXEMPLUL 16-6

Pentru filtrul din fig. 16-19, determinați frecvența centrală, câștigul maxim și lățimea de bandă.

FIGURA 16-19



Rezolvare

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} = \frac{1}{2\pi(0{,}01\,\mu\text{F})}\sqrt{\frac{68\,\text{k}\Omega + 2{,}7\,\text{k}\Omega}{(68\,\text{k}\Omega)(180\,\text{k}\Omega)(2{,}7\,\text{k}\Omega)}} = \mathbf{736\ Hz}$$

$$A_0 = \frac{R_2}{2R_1} = \frac{180\,\text{k}\Omega}{2(68\,\text{k}\Omega)} = \mathbf{1{,}32}$$

$$Q = \pi f_0 C R_2 = \pi(736\,\text{Hz})(0{,}01\,\mu\text{F})(180\,\text{k}\Omega) = 4{,}16$$

$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{736\,\text{Hz}}{4{,}16} = \mathbf{177\,Hz}$$

Exercițiu complementar Dacă R_2, din fig. 16-19, se înlocuiește cu un rezistor de 330 kΩ, determinați câștigul, frecvența centrală și lățimea de bandă ale filtrului.

Filtru trece-bandă cu configurație variabilă

Filtrul activ trece-bandă cu configurație variabilă sau universal se folosește pe scară largă în situațiile în care este necesară selectarea unor benzi de frecvențe. După cum observați în fig. 16-20, el este format dintr-un amplificator sumator și două circuite de integrare cu AO (care se comportă ca niște filtre trece-jos cu un singur pol), conectate în cascadă, formând astfel un filtru de ordinul doi. Se utilizează, în principal, în configurație de filtru trece-bandă (FTB), însă prezintă și ieșiri ca filtru trece-jos (FTJ), respectiv trece-sus (FTS). Frecvența centrală se stabilește de către circuitele *RC* din ambele integratoare. La utilizarea ca filtru trece-bandă, frecvențele de tăiere ale celor două integratoare se aleg, de obicei, egale, determinând astfel frecvența centrală a benzii de trecere.

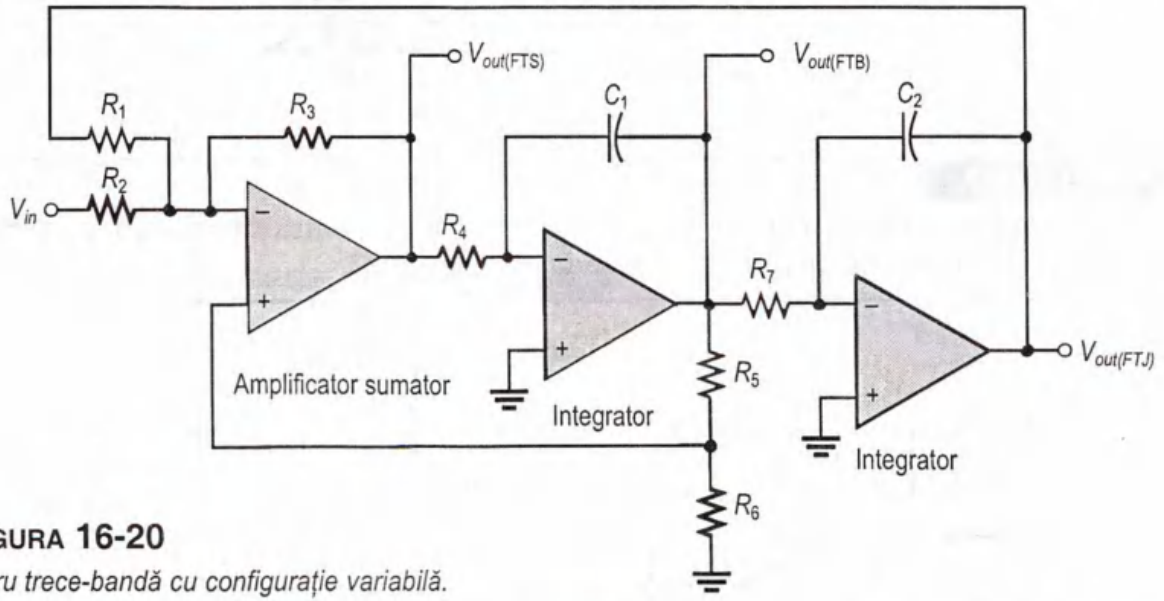


FIGURA 16-20

Filtru trece-bandă cu configurație variabilă.

Principiul de funcționare La frecvențe ale semnalului de intrare mai mici decât f_t, semnalul de intrare parcurge amplificatorul sumator și circuitele de integrare și este readus la intrare defazat cu 180°. Ca urmare, semnalul de reacție și cel de intrare se anulează reciproc la toate frecvențele aproximativ mai mici decât f_t. Pe porțiunea de cădere a răspunsului de tip trece-jos al circuitelor de integrare, semnalul de reacție slăbește, permițând semnalului de intrare să ajungă la ieșirea de semnal corespunzătoare FTB. La frecvențe mai mari decât f_t, răspunsul de tip trece-jos nu se mai produce, împiedicând semnalul de intrare să parcurgă circuitele de integrare. Rezultatul este apariția unui vârf al semnalului de ieșire la f_t, ca în fig. 16-21. Cu acest tip de filtru se poate obține o valoare Q stabilă, de până la 100. Q este determinat de rezistoarele de reacție R_5 și R_6 conform relației:

$$Q = \frac{1}{3}\left(\frac{R_5}{R_6} + 1\right)$$

Răspunsul filtrului cu configurație variabilă nu poate fi optimizat simultan pentru lucrul în toate cele trei moduri – trece-jos, trece-sus și trece-bandă – din următorul motiv: pentru obținerea unui răspuns optimizat Butterworth de tip trece-jos sau trece-sus, δ trebuie să fie egal cu 1,414. Întrucât $Q = 1/\delta$, va rezulta valoarea Q de 0,707. O asemenea valoare scăzută produce un răspuns de tipul trece-bandă de foarte slabă calitate (bandă foarte largă și selectivitate scăzută). Pentru optimizarea ca filtru trece-bandă, Q trebuie să fie foarte mare.

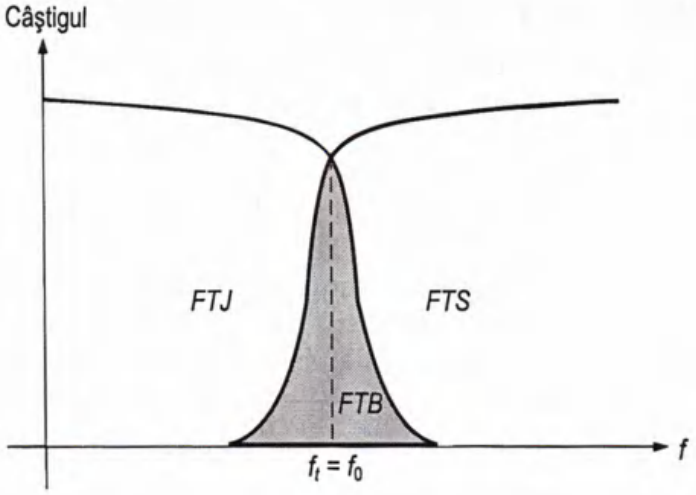


FIGURA 16-21
Curbele de răspuns general ale filtrului cu configurație variabilă.

EXEMPLUL 16-7

Determinați frecvența centrală, Q și lățimea de bandă pentru filtrul cu configurație variabilă, în configurație de filtru trece-bandă, din fig. 16-22.

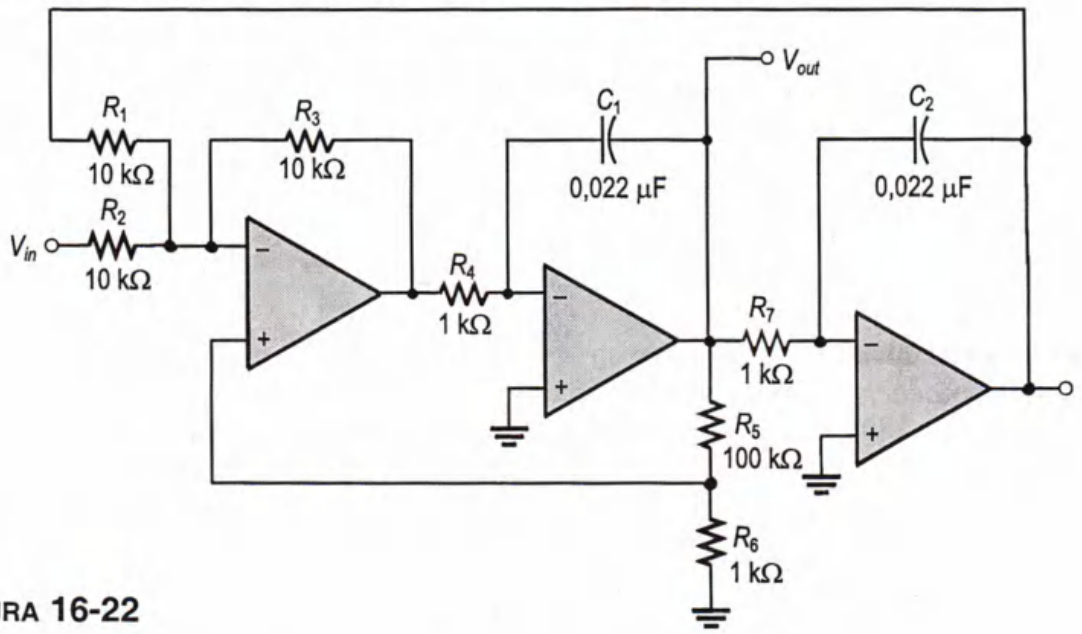


FIGURA 16-22

Rezolvare

Pentru fiecare circuit de integrare:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} = \frac{1}{2\pi R_7 C_2} = \frac{1}{2\pi(1\,\text{k}\Omega)(0{,}022\,\mu\text{F})} = 7{,}23\,\text{kHz}$$

Frecvența centrală este aproximativ egală cu frecvențele de tăiere ale circuitelor de integrare.

$$f_0 = f_t = \mathbf{7{,}23\,kHz}$$

$$Q = \frac{1}{3}\left(\frac{R_5}{R_6} + 1\right) = \frac{1}{3}\left(\frac{100\,\text{k}\Omega}{1\,\text{k}\Omega} + 1\right) = \mathbf{33{,}7}$$

$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{7{,}23\,\text{kHz}}{33{,}7} = \mathbf{215\,Hz}$$

Exerciţiu complementar Determinaţi f_0, Q şi B pentru filtrul din fig. 16-22 dacă $R_4 = R_6 = R_7 = 330\ \Omega$, toate celelalte componente păstrându-şi valorile din schemă.

SECŢIUNEA 16-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce anume determină selectivitatea unui filtru trece-bandă?
2. Un filtru are $Q = 5$, iar altul are $Q = 25$. Care dintre ele are banda de trecere mai îngustă?
3. Enumeraţi elementele ce intră în alcătuirea unui filtru cu configuraţie variabilă.

16-6 FILTRE ACTIVE OPREŞTE-BANDĂ

Filtrul opreşte-bandă împiedică trecerea frecvenţelor cuprinse într-o anumită bandă, permiţând trecerea tuturor celorlalte frecvenţe. Răspunsul său este opusul răspunsului unui filtru trece-bandă.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să analizaţi filtre active opreşte-bandă

- ▶ Să recunoaşteţi un filtru opreşte-bandă cu mai multe bucle de reacţie
- ▶ Să analizaţi un filtru opreşte-bandă cu configuraţie variabilă

Filtru opreşte-bandă cu mai multe bucle de reacţie

În fig. 16-23 este reprezentat un filtru opreşte-bandă cu mai multe bucle de reacţie. Remarcaţi că este o configuraţie asemănătoare cu cea a filtrului trece-bandă din fig. 16-18, însă rezistorul R_3 este conectat în alt mod şi s-a adăugat R_4.

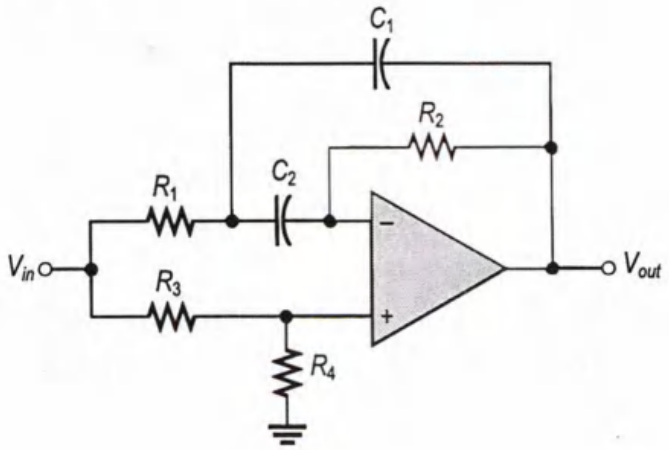


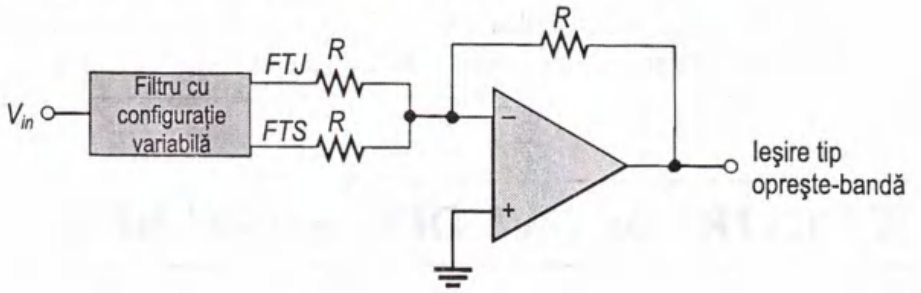
FIGURA 16-23
Filtru opreşte-bandă cu mai multe bucle de reacţie.

Filtru opreşte-bandă cu configuraţie variabilă

Prin însumarea, ca în fig. 16-24, a răspunsurilor de tip trece-sus şi trece-jos obţinute cu filtrul cu configuraţie variabilă prezentat în secţiunea 16-5, apare un răspuns de tipul opreşte-bandă. O aplicaţie importantă a acestui filtru este reducerea „brumului" de 50 Hz, întâlnit la aparatura audio, prin fixarea la 50 Hz a frecvenţei centrale.

FIGURA 16-24

Filtru opreşte-bandă cu configuraţie variabilă.



EXEMPLUL 16-8

Verificaţi dacă frecvenţa centrală a filtrului opreşte-bandă din fig. 16-25 este de 60 Hz şi faceţi optimizarea pentru $Q = 30$.

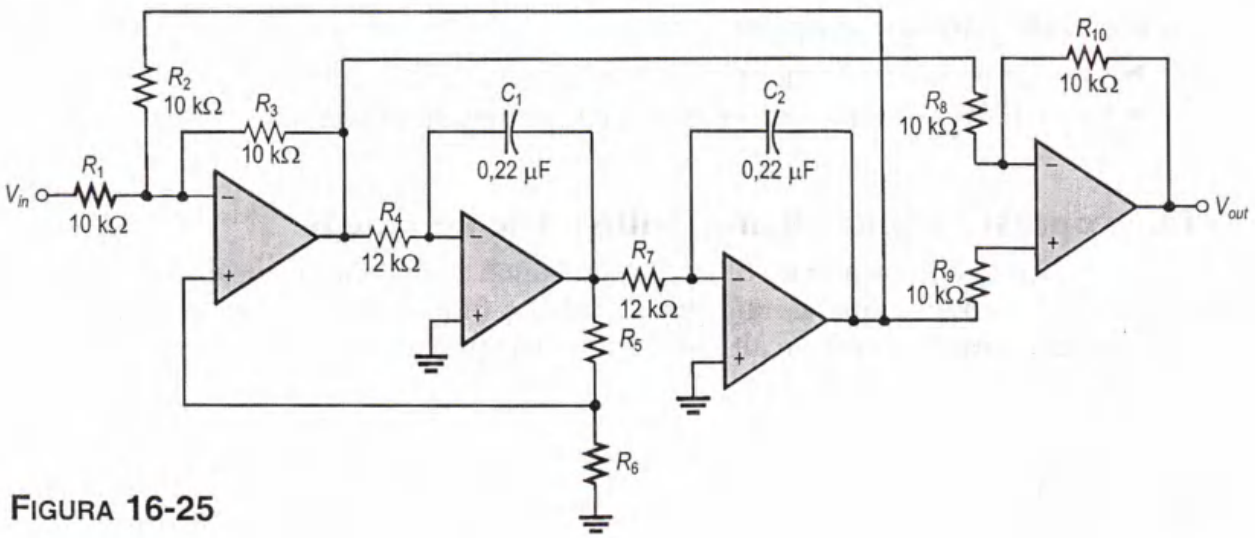


FIGURA 16-25

Rezolvare

f_0 este egală cu f_t a etajelor de integrare.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} = \frac{1}{2\pi R_7 C_2} = \frac{1}{2\pi(12\,\text{k}\Omega)(0{,}22\,\mu\text{F})} = 60\,\text{Hz}$$

$Q = 30$ se poate obţine alegând o valoare pentru R_6 şi calculând valoarea R_5 în funcţie de aceasta.

$$Q = \frac{1}{3}\left(\frac{R_5}{R_6} + 1\right)$$

$$R_5 = (3Q - 1)R_6$$

Alegem R_6 = **1 kΩ**. Atunci:

$$R_5 = [3(30) - 1]1\,\text{k}\Omega = \mathbf{89\,k\Omega}$$

Exercițiu complementar Ce modificări trebuie făcute în fig. 16-25 pentru ca frecvența centrală să fie de 120 Hz?

SECȚIUNEA 16-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește răspunsul unui filtru oprește-bandă de cel al unui filtru trece-bandă?
2. Cum se poate transforma un filtru trece-bandă cu configurație variabilă într-un filtru oprește-bandă?

16-7 MĂSURAREA RĂSPUNSULUI FILTRELOR

În continuare vom prezenta două metode de determinare a răspunsului filtrelor prin măsurare: măsurarea în puncte discrete și măsurarea prin vobulare.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați cele două metode de măsurare a răspunsului în frecvență

- ▶ Să explicați metoda măsurării în puncte discrete
- ▶ Să explicați metoda de măsurare prin vobulare

Măsurarea în puncte discrete

În fig. 16-26 este prezentat un montaj pentru măsurarea tensiunii de ieșire a unui filtru la diferite valori ale frecvenței semnalului de intrare folosind instrumente de laborator de uz general. Metoda de lucru este următoarea:

1. Se fixează amplitudinea semnalului sinusoidal furnizat de generator la un nivel adecvat.
2. Se fixează frecvența semnalului sinusoidal furnizat de generator la o valoare mult mai mică decât cea estimată pentru frecvența de tăiere a filtrului explorat. În cazul unui filtru trece-jos, frecvența semnalului trebuie fixată cât mai aproape de 0 Hz. La un filtru trece-bandă, valoarea frecvenței semnalului trebuie să fie cu mult sub frecvența de tăiere inferioară estimată.
3. Se mărește frecvența în trepte dimensionate astfel încât să permită obținerea unor puncte prin care să se poată trasa curba de răspuns cu suficientă precizie.
4. Amplitudinea tensiunii semnalului de intrare trebuie menținută constantă în timpul varierii frecvenței.
5. Se notează valorile tensiunii de ieșire corespunzătoare fiecărei frecvențe.
6. După obținerea unui număr suficient de puncte se trasează graficul tensiunii de ieșire în funcție de frecvență.

Dacă multimetrul digital (MMD) din dotare nu funcționează la frecvențele cu care se lucrează, trebuie să fie înlocuit cu un osciloscop.

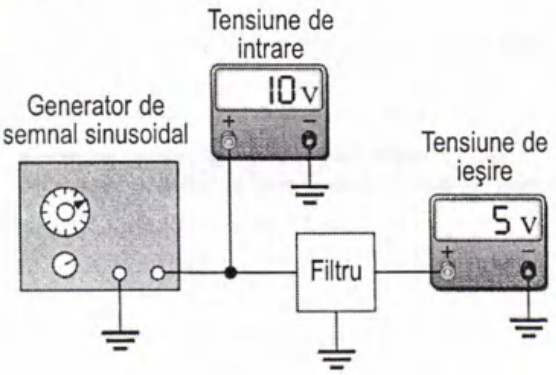


FIGURA 16-26

Montaj pentru măsurarea în puncte discrete a răspunsului filtrelor. (Valorile afişate nu au nici o semnificație.)

Măsurarea prin vobulare

Metoda de măsurare prin vobulare necesită o aparatură mai sofisticată decât metoda prezentată anterior, însă este mult mai eficientă, iar precizia cu care se trasează curba răspunsului este mai mare. Montajul de laborator necesar este cel din fig. 16-27 și include un generator de frecvență variabilă și un analizor de spectru.

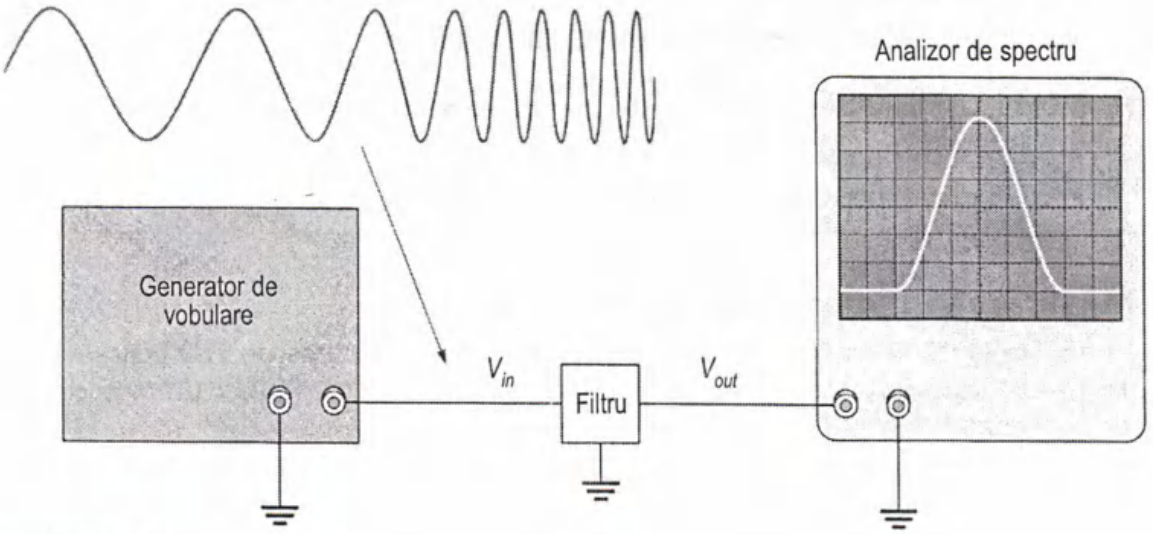


FIGURA 16-27

Montaj pentru măsurarea prin vobulare a răspunsului filtrelor.

Generatorul de vobulare furnizează un semnal de ieșire cu amplitudine constantă, a cărui frecvență crește liniar între două limite prestabilite, cum observați în fig. 16-27. Analizorul de spectru este, în principiu, un osciloscop mai sofisticat, etalonat în *ecart de frecvență/diviziune*, în locul mărimilor obișnuite, *timp/diviziune*. În consecință, atunci când frecvența semnalului de intrare în filtru baleiază un domeniu selectat, pe ecranul analizorului de spectru apare curba răspunsului.

SECȚIUNEA 16-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. În ce scop se efectuează cele două teste prezentate în această secțiune?
2. Pentru fiecare metodă de testare, numiți câte un avantaj și câte un dezavantaj.

16-8 APLICAȚIE PRACTICĂ

În cadrul aplicației practice curente ne vom ocupa de cartela circuitului de filtrare, care face parte din circuitele de separare a canalelor, aferente unui receptor stereofonic MF. Pe lângă filtrele active, separarea stânga-dreapta a canalelor mai necesită un demodulator, un dublor de frecvență și o matrice stereo. Rolul acestor ultime circuite va fi prezentat doar sumar. Excepție face matricea stereo, care constituie o aplicație interesantă a amplificatoarelor sumatoare, deja cunoscute dumneavoastră, de aceea schema ei electrică va fi prezentată detaliat.

Principiul de funcționare al sistemului

Semnalele stereo MF (**cu modulație de frecvență**) sunt transmise pe suportul constituit de o frecvență **purtătoare** din gama 88 MHz ... 108 MHz. Semnalul stereo standard emis conține trei semnale modulatoare: suma semnalelor audio corespunzătoare canalelor din stânga și dreapta (L + R)*, diferența acestora (L – R) și o subpurtătoare pilot de 19 kHz.

Banda semnalului audio L + R este cuprinsă între 30 Hz și 15 kHz, iar semnalul audio L – R se transmite în două benzi laterale cuprinse între 23 kHz și 53 kHz, ca în fig. 16-28. Aceste frecvențe se culeg la ieșirea detectorului MF și se aplică la intrarea circuitelor de filtrare, unde se separă.

Dublorul de frecvență și demodulatorul servesc la extragerea semnalului audio din benzile laterale dintre 23 kHz și 53 kHz, apoi semnalul L + R, dintre 30 Hz și 15 kHz, este trecut printr-un filtru.

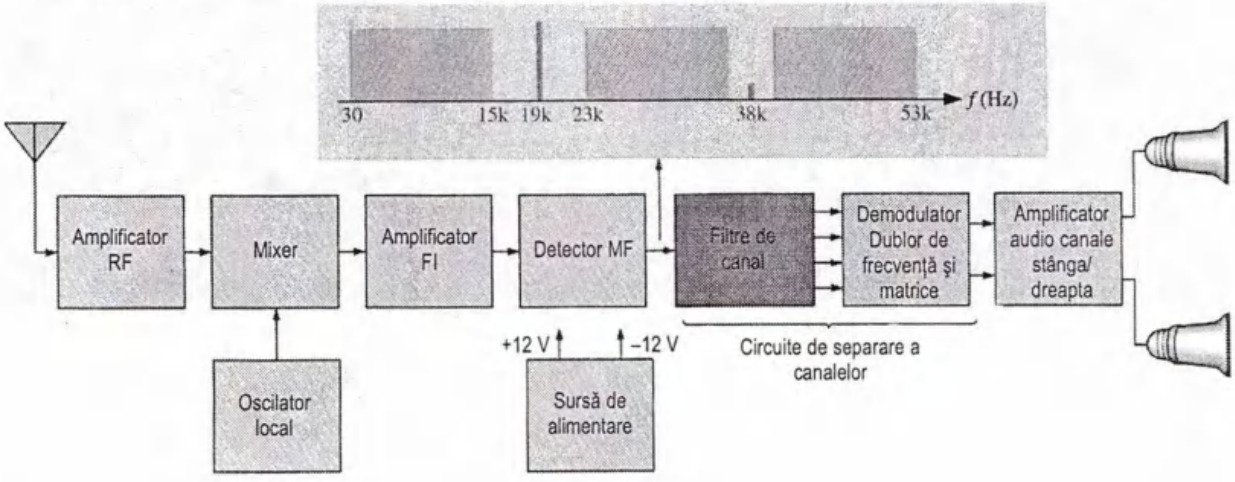


FIGURA 16-28

Schema bloc de principiu a unui receptor MF.

* Notațiile L și R (*Left* – stânga, *Right* – dreapta) pentru canalele audio respective s-au încetățenit în limba română, de aceea au fost păstrate aici ca atare. (n.t.)

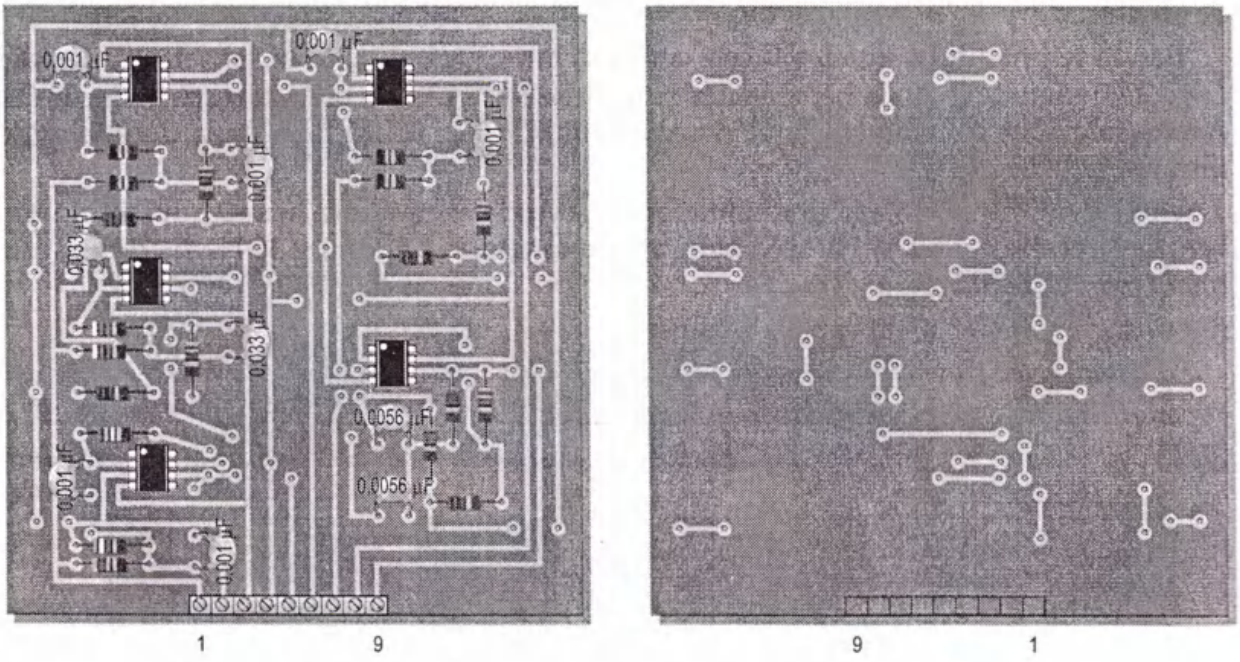
Semnalele audio L + R și L – R se aplică apoi matricei cu circuite sumatoare, care furnizează la ieșire semnalele audio corespunzătoare canalelor audio stânga-dreapta (–2L și –2R).

Cartela cu circuitul filtrelor de canale

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 16-29 făcând comparația cu schema din fig. 16-30.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

Circuitul filtrelor

- Calculați frecvențele de tăiere ale filtrelor Sallen-Key.
- Calculați frecvența centrală a filtrului cu mai multe bucle de reacție.
- Calculați lățimea de bandă a fiecărui filtru.
- Calculați câștigul în tensiune al fiecărui filtru.
- Verificați dacă răspunsul filtrelor Sallen-Key este, cu aproximație, de tipul Butterworth.



(a) Cartela cu componentele

(b) Fața opusă a cartelei

FIGURA 16-29

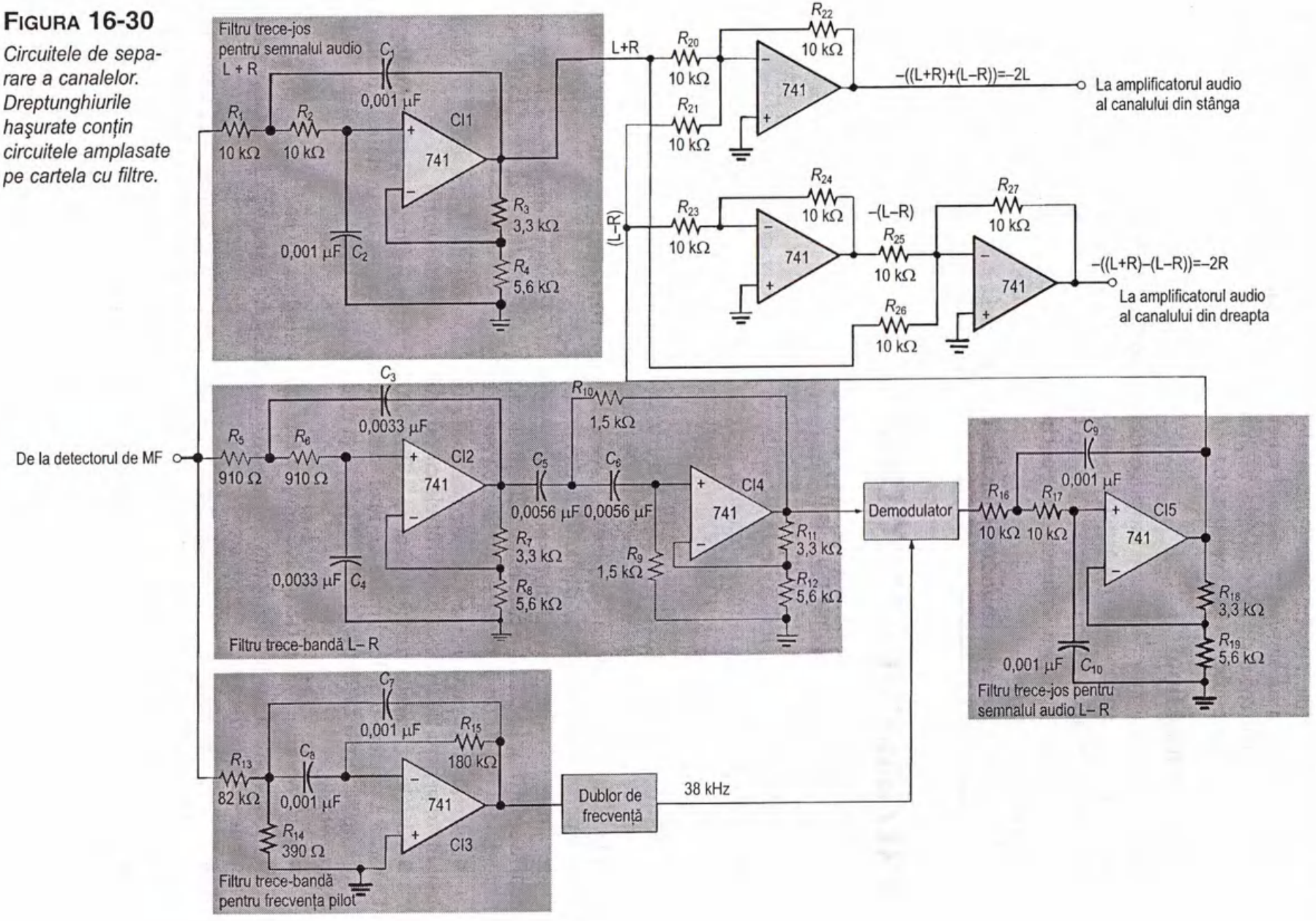
Cartela cu filtrele de canale.

Metoda de testare

Elaborați o metodă generală de testare independentă a cartelei cu filtre, cu condiția ca semnalele de intrare și de ieșire să fie exclusiv cele disponibile la conectorul cartelei. Folosiți un generator de frecvență variabilă, un analizor de spectru și o sursă dublă de alimentare.

FIGURA 16-30

Circuitele de separare a canalelor. Dreptunghiurile haşurate conţin circuitele amplasate pe cartela cu filtre.



La generatorul de frecvență variabilă se aleg o frecvență maximă și una minimă, iar aparatul va genera un semnal ce baleiază repetat tot domeniul de frecvențe dintre limitele impuse. Analizorul de spectru este, în principiu, o variantă de osciloscop care afișează curba răspunsului în frecvență.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitele filtrelor de canale, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitelor.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitelor.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Lățimea benzii de trecere a unui filtru trece-jos este egală cu frecvența de tăiere deoarece răspunsul lui ajunge până la 0 Hz.

■ Banda de trecere a unui filtru trece-sus cuprinde frecvențele superioare celei critice, fiind limitată doar de posibilitățile de lucru ale circuitului activ, determinate constructiv.

■ Filtrul trece-bandă permite trecerea tuturor frecvențelor dintr-o bandă cuprinsă între frecvența de tăiere inferioară și cea superioară, suprimând toate celelalte frecvențe din afara acelei benzi.

■ Lățimea benzii de trecere a unui filtru trece-bandă este egală cu diferența dintre frecvența de tăiere superioară și frecvența de tăiere inferioară.

■ Un filtru oprește-bandă împiedică trecerea tuturor frecvențelor dintr-o bandă anumită și permite trecerea celor din afara acelei benzi.

■ Filtrele cu caracteristică de răspuns Butterworth au răspunsul din banda de trecere foarte aplatizat, prezintă o cădere de –20 dB/decadă/pol și se utilizează când toate frecvențele din banda de trecere trebuie să aibă același câștig.

■ Filtrele cu caracteristică Cebîșev prezintă pulsații în banda de trecere și o cădere mai mare pentru fiecare pol decât filtrele cu caracteristică Butterworth.

■ Filtrele cu caracteristică Bessel se utilizează la filtrarea semnalelor în impulsuri. Datorită caracteristicii lor liniare de fază, distorsionarea formei de undă este minimă. Panta de cădere a câștigului pentru fiecare pol este mai mică decât în cazul răspunsului Butterworth.

■ În teoria filtrelor, un circuit *RC* simplu este echivalent cu un *pol*.

■ Fiecare pol al unui filtru Butterworth produce o cădere a semnalului de ieșire cu o pantă de –20 dB/decadă.

■ Factorul de calitate, *Q*, al unui filtru trece-bandă determină selectivitatea filtrului. Cu cât *Q* este mai mare, cu atât banda de trecere este mai îngustă, iar selectivitatea este mai bună.

■ Factorul de pierderi determină tipul de răspuns al unui filtru (Butterworth, Cebîșev sau Bessel).

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Bessel Model de răspuns al unui filtru cu caracteristică de fază liniară și cădere mai mică de –20 dB/decadă/pol.

Butterworth Model de răspuns al unui filtru, caracterizat prin aplatizare în banda de trecere și cădere de –20 dB/decadă/pol.

Cebîșev Model de răspuns al unui filtru, caracterizat prin pulsații în banda de trecere și cădere mai mare decât –20 dB/decadă/pol.

Factor de calitate (Q) Raportul dintre frecvența centrală și lățimea benzii de trecere a unui filtru trece-bandă.

Factor de pierderi Caracteristică a filtrelor ce determină modelul de răspuns.

Filtru activ Circuit de selectare a frecvențelor format din dispozitive active, ca tranzistoarele sau AO, cuplate cu componente reactive.

Filtru oprește-bandă Tip de filtru care blochează sau suprimă frecvențele cuprinse într-un anumit domeniu, limitat de o frecvență inferioară și una superioară.

Filtru trece-bandă Tip de filtru care permite trecerea frecvențelor cuprinse într-un anumit domeniu, limitat de o frecvență inferioară și una superioară.

Filtru trece-jos Tip de filtru care permite trecerea frecvențelor mai joase decât o anumită valoare, suprimându-le pe cele mai înalte decât aceasta.

Filtru trece-sus Tip de filtru care permite trecerea frecvențelor mai înalte decât o anumită valoare, suprimându-le pe cele mai joase decât aceasta.

Modulație de frecvență (MF) Metodă de comunicație prin care semnalul purtător de mesaje, de frecvență mai joasă, modulează (variază) frecvența – mai înaltă – a unui alt semnal.

Pol Circuit format dintr-un rezistor și un condensator, care induce răspunsului unui filtru o pantă de cădere de –20 dB/decadă.

Purtătoare Semnal de frecvență înaltă, din gama de radiofrecvență, care constituie suportul informației modulatoare în MA, MF sau alte sisteme.

■ FORMULE DE BAZĂ

(16-1) $B = f_t$ — Lățimea de bandă a filtrului trece-jos

(16-2) $B = f_{t2} - f_{t1}$ — Lățimea de bandă a filtrului trece-bandă

(16-3) $f_0 = \sqrt{f_{t2} f_{t1}}$ — Frecvența centrală a filtrului trece-bandă

(16-4) $Q = \frac{f_0}{B}$ — Factorul de calitate al filtrului trece-bandă

(16-5) $\delta = 2 - \frac{R_1}{R_2}$ — Factorul de pierderi

(16-6) $A_{cl} = \frac{R_1}{R_2} + 1$ — Câștigul în tensiune în buclă închisă

(16-7) $f_t = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_A R_B C_A C_B}}$ Frecvența de tăiere a filtrului Sallen-Key de ordinul doi

(16-8) $f_0 = \dfrac{1}{2\pi C}\sqrt{\dfrac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}$ Frecvența centrală a filtrului cu mai multe bucle de reacție

(16-9) $A_0 = \dfrac{R_2}{2R_1}$ Câștigul filtrului cu mai multe bucle de reacție

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. În teoria filtrelor, cuvântul *pol* desemnează:
   (a) un AO cu câștig mare (b) un filtru activ complet
   (c) un singur circuit *RC* (d) circuitul de reacție
2. Un circuit *RC* introduce o pantă de cădere de:
   (a) –20 dB/decadă (b) –40 dB/decadă
   (c) –6 dB/octavă (d) răspunsurile (a) și (c)
3. Răspunsul de tip trece-bandă prezintă:
   (a) două frecvențe de tăiere (b) o singură frecvență de tăiere
   (c) o curbă aplatizată în banda de trecere (d) o bandă de trecere largă
4. Cea mai joasă frecvență care poate străbate un filtru trece-jos este:
   (a) 1 Hz (b) 0 Hz
   (c) 10 Hz (d) dependentă de frecvența de tăiere
5. Factorul de calitate (Q) al unui filtru trece-bandă depinde de:
   (a) frecvențele de tăiere
   (b) lățimea de bandă, exclusiv
   (c) frecvența centrală și lățimea de bandă
   (d) frecvența centrală, exclusiv
6. Factorul de pierderi al unui filtru activ impune:
   (a) câștigul în tensiune (b) frecvența de tăiere
   (c) caracteristica răspunsului (d) panta de cădere
7. Răspunsul în frecvență cu aplatizarea maximă este denumit:
   (a) Cebîșev (b) Butterworth
   (c) Bessel (d) Colpitts
8. Factorul de pierderi al unui filtru este determinat de:
   (a) circuitul de reacție negativă (b) circuitul de reacție pozitivă
   (c) circuitul acordat (d) câștigul AO
9. Numărul de poli ai unui filtru influențează:
   (a) câștigul în tensiune (b) lățimea de bandă
   (c) frecvența centrală (d) panta de cădere
10. Filtrele Sallen-Key sunt filtre:
    (a) cu un singur pol (b) de ordinul doi
    (c) Butterworth (d) trece-bandă

11. La conectarea filtrelor în cascadă, panta de cădere:
    (a) crește (b) scade (c) nu se modifică
12. La conectarea în cascadă a unui filtru trece-jos și a unuia trece-sus, pentru a forma un filtru trece-bandă, frecvența de tăiere a filtrului trece-jos trebuie să fie:
    (a) egală cu frecvența de tăiere a filtrului trece-sus
    (b) mai mică decât frecvența de tăiere a filtrului trece-sus
    (c) mai mare decât frecvența de tăiere a filtrului trece-sus
13. Un filtru cu configurație variabilă este format din:
    (a) un AO și mai multe bucle de reacție
    (b) un amplificator sumator și două circuite de integrare
    (c) un amplificator sumator și două circuite de derivare
    (d) trei etaje Butterworth
14. Un filtru al cărui câștig la frecvența centrală este minim este un filtru:
    (a) trece-bandă (b) oprește-bandă
    (c) trece-jos (d) trece-sus

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 16-1 Răspunsurile tipurilor de filtre de bază

1. Arătați ce tip de filtru (trece-jos, trece-sus, trece-bandă sau oprește-bandă) este caracterizat de fiecare dintre răspunsurile din fig. 16-31.
2. Un filtru trece-jos are frecvența de tăiere de 800 Hz. Care este lățimea lui de bandă?
3. Un filtru trece-sus cu un singur pol are circuitul acordat format din R = 2,2 kΩ și C = 0,0015 μF. Care este frecvența lui de tăiere? Puteți calcula lățimea de bandă dispunând doar de aceste informații?

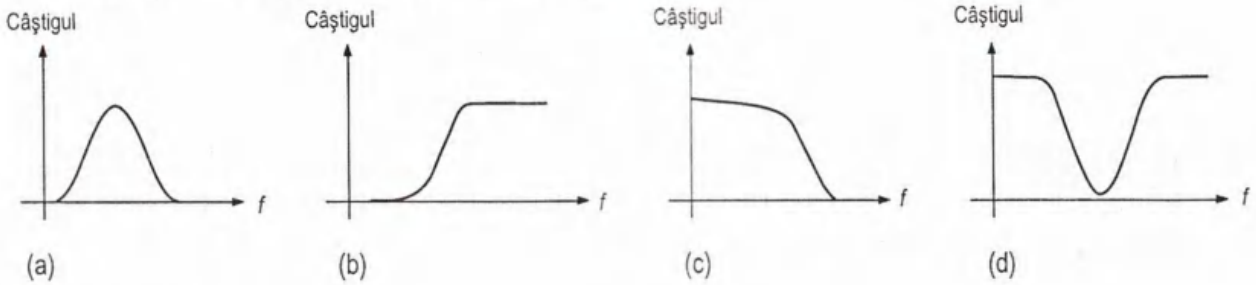


FIGURA 16-31

4. Ce pantă de cădere are răspunsul filtrului din problema 3?
5. Ce lățime de bandă are un filtru trece-bandă ale cărui frecvențe de tăiere sunt de 3,2 kHz și 3,9 kHz? Ce Q are acest filtru?
6. Care este frecvența centrală a unui filtru cu Q de 15 și lățimea de bandă de 1 kHz?

Secțiunea 16-2 Modelele de răspuns ale filtrelor

7. Care este factorul de pierderi al fiecărui filtru activ din fig. 16-32? La care dintre ele modelul de răspuns este, cu aproximație, de tipul Butterworth?

8. În cazul filtrelor din fig. 16-32 care nu au răspunsul de tipul Butterworth, arătați ce modificări sunt necesare pentru obținerea unui asemenea răspuns. (Alegeți valorile standardizate cele mai apropiate.)
9. În fig. 16-33 sunt prezentate curbele răspunsurilor unor filtre de ordinul doi. Arătați, pentru fiecare, ce model respectă: Butterworth, Cebîșev sau Bessel.

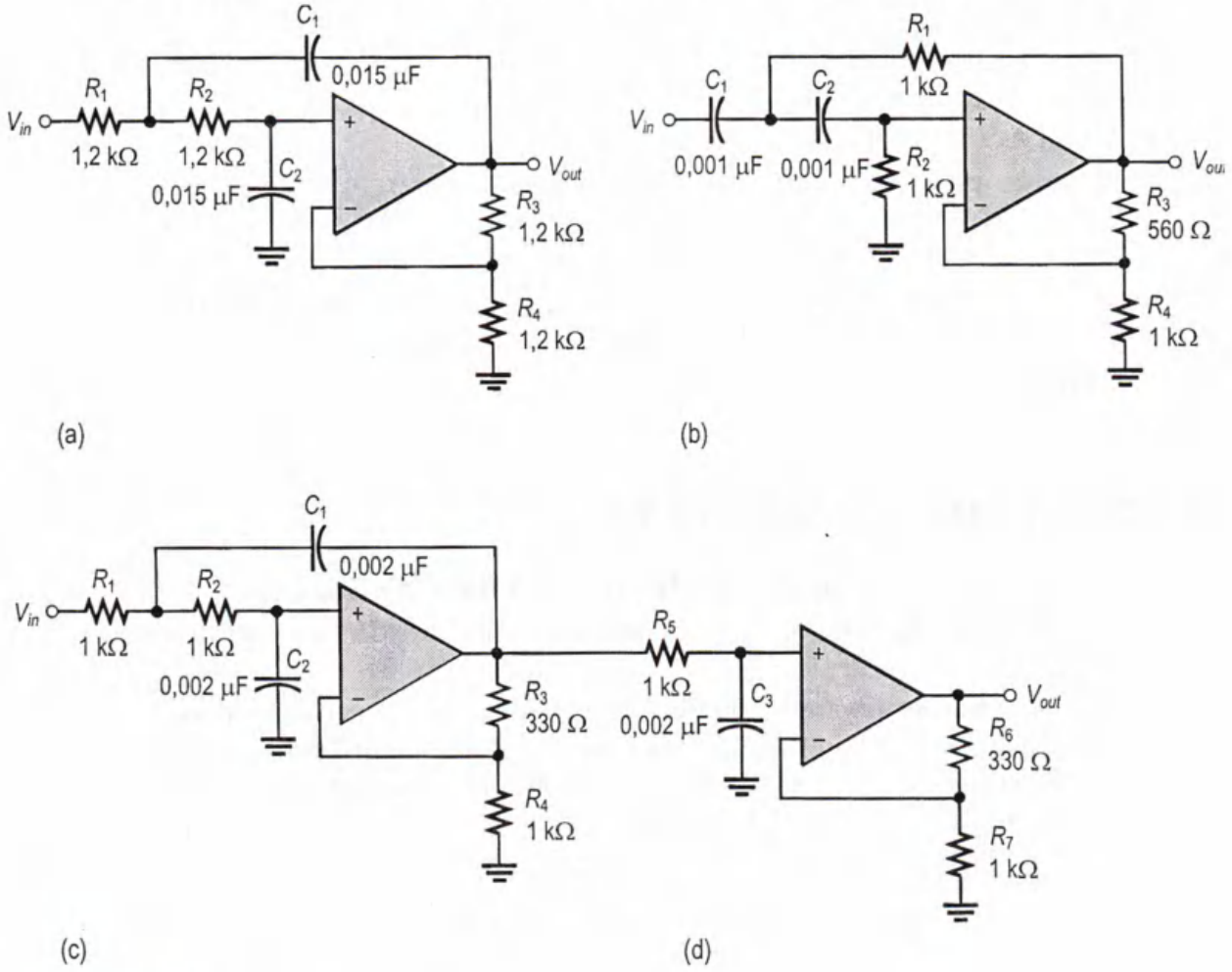


FIGURA 16-32

Secțiunea 16-3 Filtre active trece-jos

10. Filtrul cu patru poli din fig. 16-34 este optimizat, cu aproximație, pentru obținerea unui răspuns de tipul Butterworth? Care este panta de cădere?
11. Determinați frecvența de tăiere a circuitului din fig. 16-34.
12. Modificați valorile componentelor filtrului din fig. 16-34 astfel încât să folosiți componente de valori egale fără ca alura curbei răspunsului să se modifice. Alegeți $C = 0{,}22\ \mu F$ pentru ambele etaje.
13. Modificați schema filtrului din fig. 16-34 astfel ca panta de cădere să devină –120 dB/decadă, păstrând, cu aproximație, alura răspunsului de tipul Butterworth.

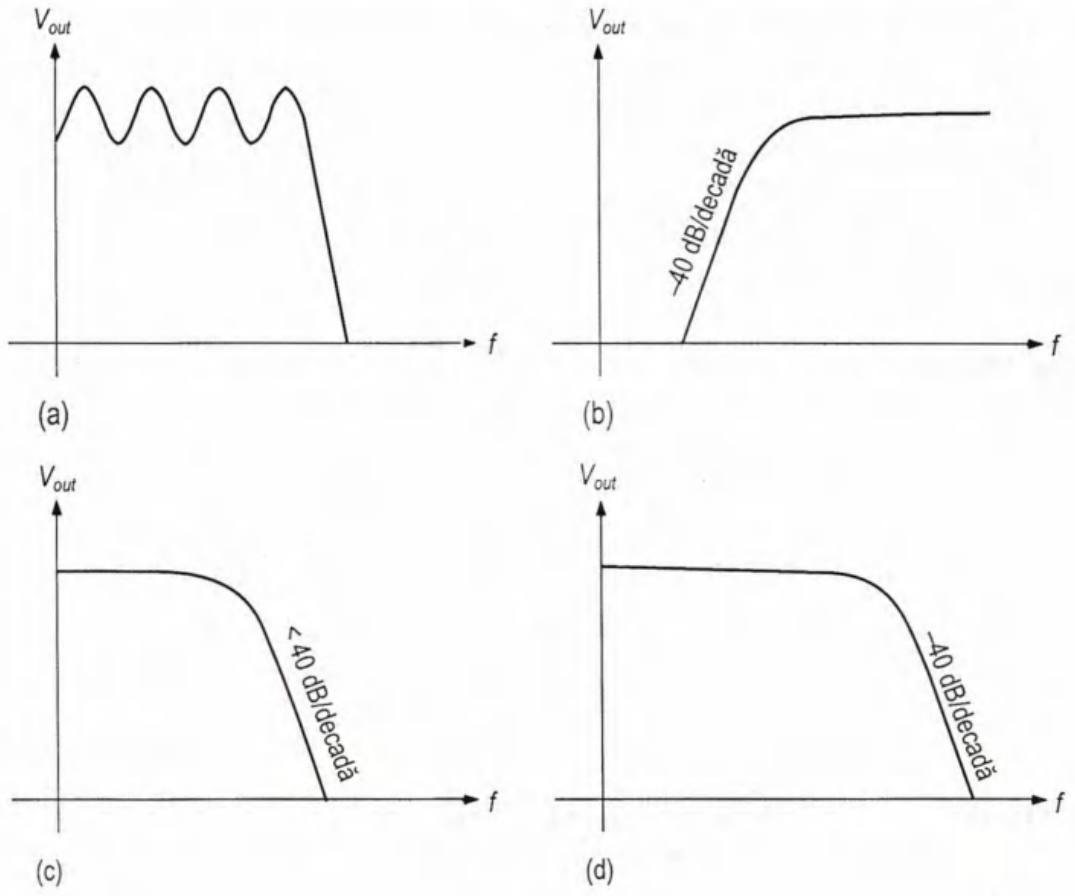


FIGURA 16-33

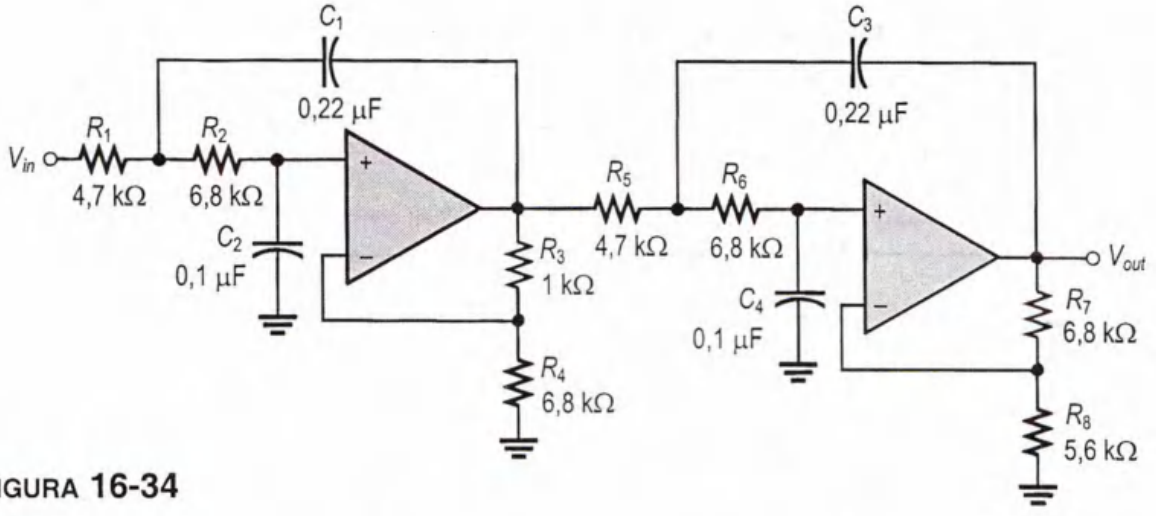


FIGURA 16-34

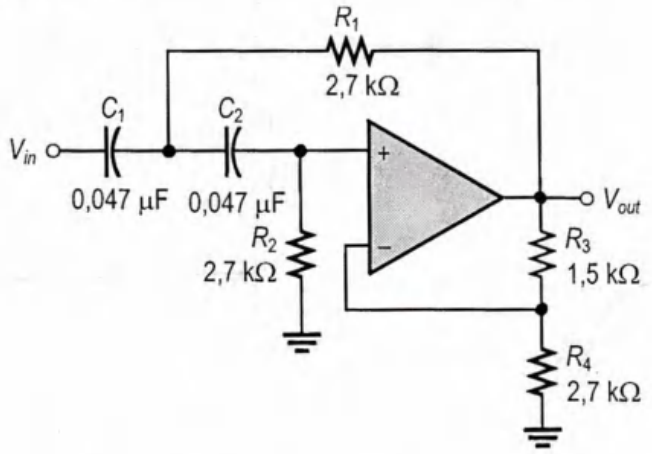
14. Arătați, prin scheme bloc, cum se pot realiza următoarele pante de cădere cu ajutorul unor filtre trece-jos de tipul Butterworth, cu unul și doi poli.

(a) –40 dB/decadă **(b)** –20 dB/decadă **(c)** –60 dB/decadă
(d) –100 dB/decadă **(e)** –120 dB/decadă

Secțiunea 16-4 Filtre active trece-sus

15. Transformați filtrul din problema 12 într-un filtru trece-sus cu aceeași frecvență de tăiere și același model de răspuns.
16. Modificați circuitul filtrului din problema 15 astfel ca frecvența de tăiere calculată să se reducă la jumătate.
17. În cazul filtrului din fig. 16-35: **(a)** cum puteți mări frecvența de tăiere? **(b)** cum puteți mări câștigul?

FIGURA 16-35

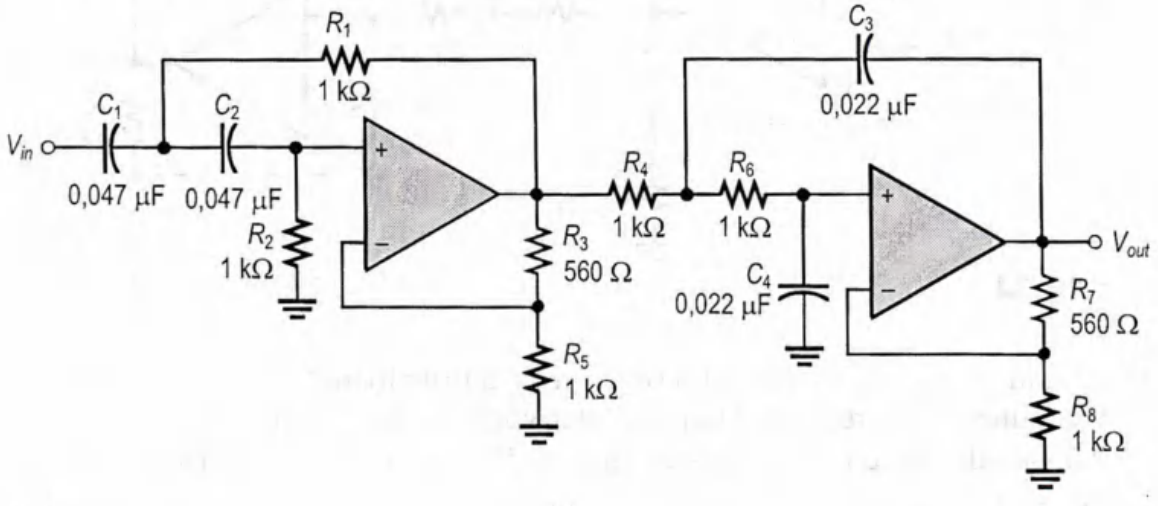


Secțiunea 16-5 Filtre active trece-bandă

18. Recunoașteți configurațiile filtrelor trece-bandă din fig. 16-36.
19. Determinați frecvența centrală și lățimea de bandă pentru fiecare filtru din fig. 16-36.
20. Optimizați filtrul cu configurație variabilă din fig. 16-37 pentru $Q = 50$. Care este lățimea de bandă realizată?

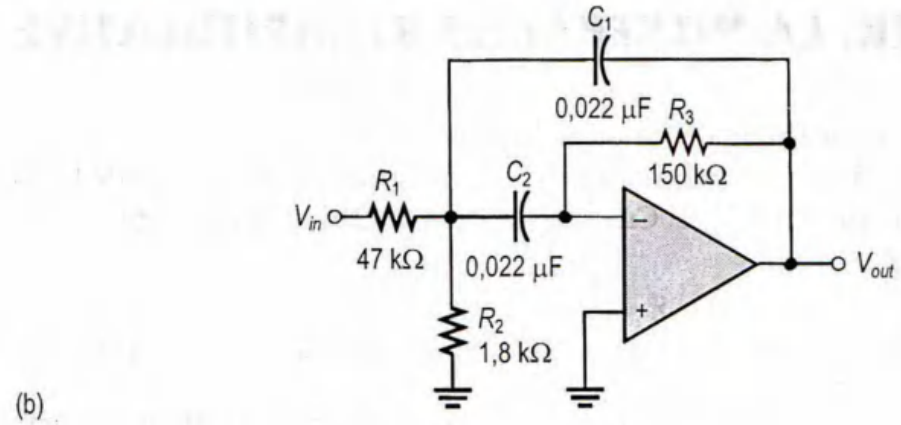
Secțiunea 16-6 Filtre active oprește-bandă

21. Explicați cum puteți realiza un filtru oprește-bandă pe baza circuitului din fig. 16-37.
22. Modificați circuitul filtrului trece-bandă din problema 21 astfel încât frecvența lui centrală să fie de 120 Hz.

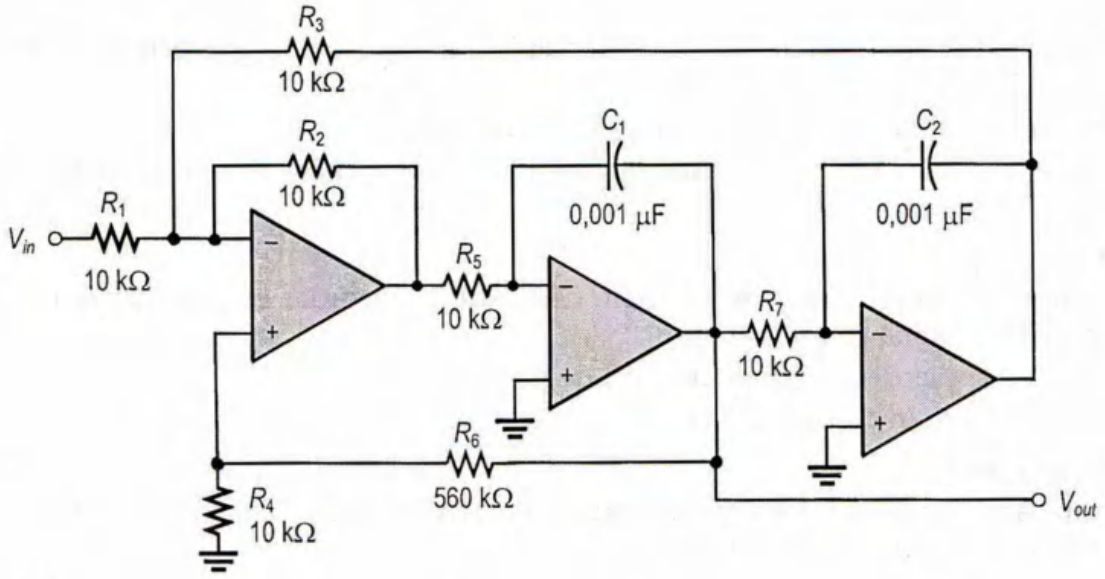


(a)

FIGURA 16-36



(b)



(c)

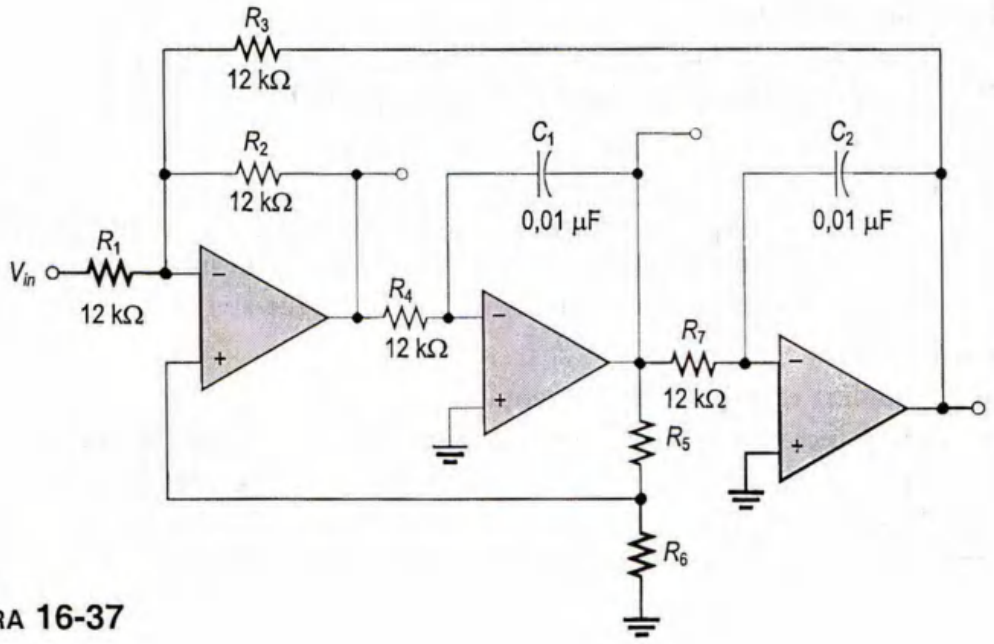


FIGURA 16-37

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 16-1

1. Frecvența de tăiere determină lățimea de bandă.
2. Limita de frecvență a AO, rezultată constructiv, restricționează lățimea de bandă.
3. Q și B sunt invers proporționale. Cu cât Q este mai mare, cu atât selectivitatea este mai bună și reciproc.

Secțiunea 16-2

1. Caracteristica Butterworth este foarte aplatizată în banda de trecere și prezintă o cădere de –20 dB/decadă/pol.
   Caracteristica Cebîșev prezintă pulsații în banda de trecere și o cădere mai mare de –20 dB/decadă/pol.
   Caracteristica de fază a răspunsului Bessel este liniară, iar căderea este mai mică decât –20 dB/decadă/pol.
2. Factorul de pierderi determină modelul de răspuns.
3. Elementele unui filtru activ sunt: circuitul acordat, elementul activ și circuitul de reacție negativă.

Secțiunea 16-3

1. Un filtru de ordinul doi are doi poli. Circuitul său acordat este format din două rezistoare și două condensatoare.
2. Factorul de pierderi impune modelul de răspuns.
3. Prin conectare în cascadă crește panta de cădere.

Secțiunea 16-4

1. Amplasarea rezistoarelor și condensatoarelor din circuitul acordat se face invers la filtrul trece-jos decât la cel trece-sus.
2. Valorile rezistoarelor trebuie micșorate pentru ca f_t să se mărească.
3. –140 dB/decadă

Secțiunea 16-5

1. Q determină selectivitatea.
2. Filtrul cu $Q = 25$. Q mai mare înseamnă o bandă de trecere mai îngustă.
3. Un filtru cu configurație variabilă conține un amplificator sumator și două circuite de integrare.

Secțiunea 16-6

1. Filtrul oprește-bandă împiedică trecerea frecvențelor cuprinse în interiorul benzii. Filtrul trece-bandă permite trecerea frecvențelor cuprinse în interiorul benzii.
2. Se însumează semnalele de ieșire ale configurațiilor trece-sus și trece-jos.

Secțiunea 16-7

1. Pentru a vizualiza răspunsul în frecvență al unui filtru.
2. Măsurarea în puncte discrete: este lentă și imprecisă; necesită aparatură mai simplă.
3. Măsurarea prin vobulare: necesită aparatură mai costisitoare; este mai eficientă, mai precisă, mai minuțioasă.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

16-1 500 Hz

16-2 1,44

16-3 7,23 kHz; 1,29 kΩ

16-4 $C_{A1} = C_{A2} = C_{B1} = C_{B2} = 0{,}234\ \mu F$; $R_2 = R_4 = 680\ \Omega$; $R_1 = 103\ \Omega$; $R_3 = 840\ \Omega$

16-5 $R_A = R_B = R_2 = 10\ k\Omega$; $C_A = C_B = 0{,}053\ \mu F$; $R_1 = 5{,}86\ k\Omega$

16-6 Câștigul devine 2,43, frecvența devine 544 Hz, iar lățimea de bandă scade la 96,5 Hz.

16-7 $f_0 = 21{,}9$ kHz; $Q = 101$; $B = 217$ Hz

16-8 Rezistoarele de intrare sau condensatoarele de reacție ale celor două etaje de integrare trebuie înlocuite cu unele cu valoarea pe jumătate.

CAPITOLUL 17

Oscilatoare și circuite PLL

Conținutul capitolului

17-1 Oscilatorul
17-2 Principiile oscilatorului
17-3 Oscilatoare cu circuite de reacție *RC*
17-4 Oscilatoare cu circuite de reacție *LC*
17-5 Oscilatoare de semnale nesinusoidale
17-6 Circuitul de temporizare 555 ca oscilator
17-7 Circuitul PLL
17-8 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Descrierea conceptului de oscilator
- Prezentarea principiilor de funcționare ale oscilatorului
- Descrierea și analizarea oscilatoarelor *RC* simple
- Descrierea și analizarea oscilatoarelor *LC* simple
- Descrierea și analizarea oscilatoarelor simple de semnale nesinusoidale
- Utilizarea circuitului de temporizare 555 ca oscilator
- Explicarea conceptului fundamental de circuit PLL

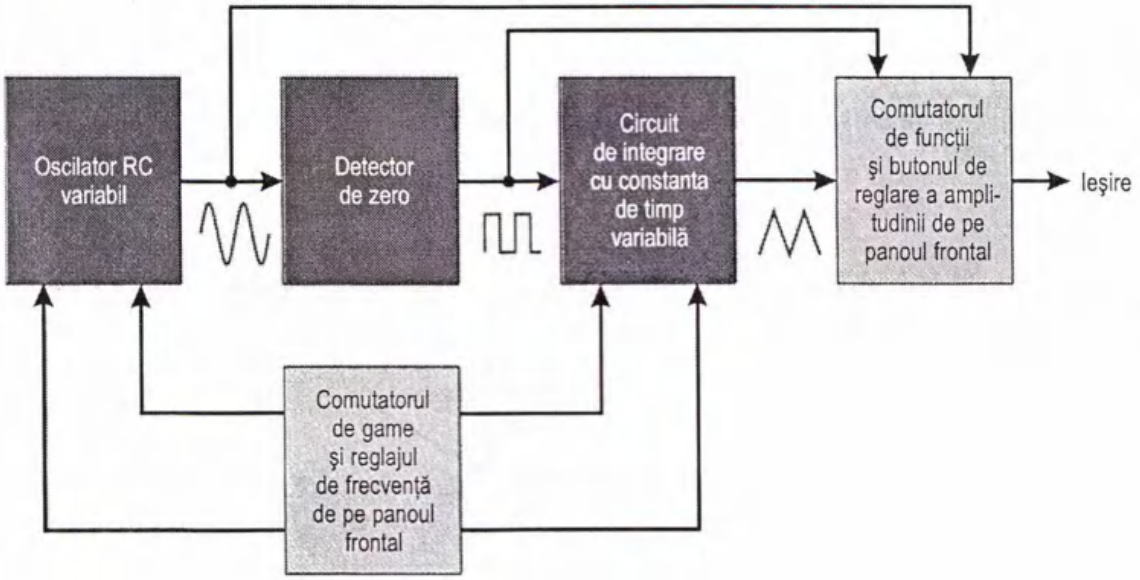
Introducere

Oscilatoarele sunt circuite care generează un semnal de ieșire fără a le fi necesară aplicarea unui semnal de intrare. Ele sunt utilizate ca surse de semnal, în diverse aplicații. Diferitele tipuri de oscilatoare generează forme de undă variate, cum sunt cele sinusoidale, rectangulare, triunghiulare și în dinte de ferăstrău. În capitolul de față vom prezenta câteva tipuri simple de oscilatoare, realizate atât cu tranzistoare discrete, cât și cu AO, ca elemente active. De asemenea, vom discuta despre circuitul de temporizare 555 – circuit integrat foarte cunoscut – utilizat aici în configurație de oscilator.

Funcționarea oscilatorului sinusoidal se bazează pe principiul reacției pozitive, prin care semnalul de ieșire este adus, parțial, la intrare în așa fel încât să se autopotențeze, susținându-și astfel continuitatea. Oscilatoarele sunt utilizate pe scară largă în majoritatea sistemelor de comunicații, ca și în sistemele digitale, inclusiv în calculatoare, pentru a genera semnale de anumite frecvențe și semnale de tact. Ele constituie, de asemenea, subansamble ale multor tipuri de instrumente de măsură, cum sunt cele pe care le folosiți în laborator.

Aplicația practică

Aplicația practică din secțiunea 17-8 are ca obiect un generator de funcții a cărui sursă de semnal este un oscilator sinusoidal. Sistemul mai cuprinde un detector de zero și un circuit de integrare, pe care le cunoașteți deja. Generatorul de funcții este un aparat de laborator care constituie, practic, o sursă de semnale de diferite tipuri, întrucât poate furniza tensiuni de ieșire nu doar sinusoidale, ci și rectangulare și triunghiulare.



17-1 OSCILATORUL

Oscilatorul este un circuit care generează la ieşire o formă de undă repetitivă când i se aplică doar o tensiune continuă. Nu este necesară prezența unui semnal de intrare repetitiv. Tensiunea de ieşire poate fi atât sinusoidală, cât şi nesinusoidală, în funcție de tipul de oscilator.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți conceptul fundamental de oscilator

- ▶ Să arătați care este destinația oscilatoarelor
- ▶ Să enumerați elementele de bază ale unui oscilator

Conceptul fundamental de oscilator este ilustrat în fig. 17-1. Practic, **oscilatorul** transformă energia electrică de tip continuu în energie electrică de tip alternativ. Un oscilator sinusoidal simplu este format dintr-un amplificator, care asigură introducerea unui câștig (fie cu tranzistoare discrete, fie cu AO), și un circuit de reacție pozitivă, care introduce un defazaj și o atenuare, cum observați în fig. 17-2.

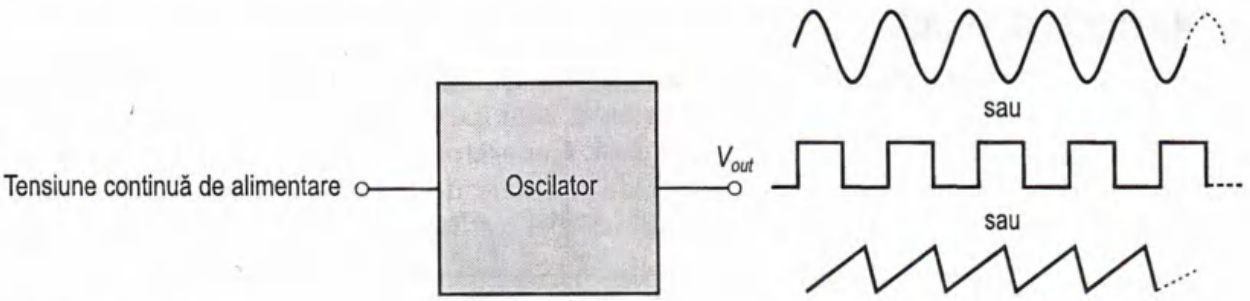


FIGURA 17-1

Conceptul fundamental de oscilator și trei forme de undă de ieșire obișnuite: sinusoidală, rectangulară și în dinte de ferăstrău.

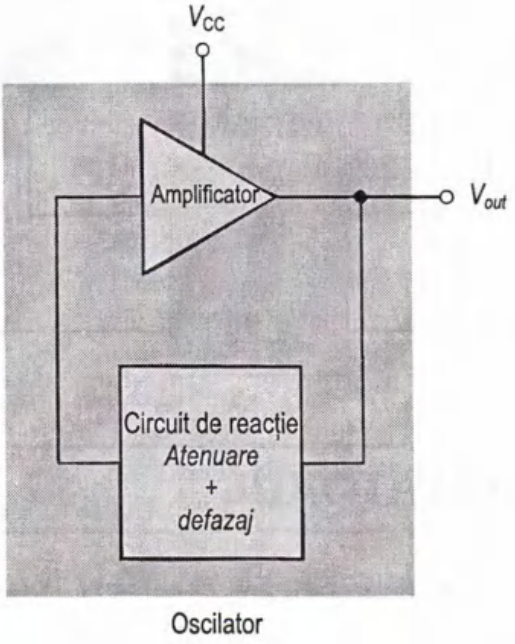


FIGURA 17-2

Elementele de bază ale unui oscilator sinusoidal.

SECȚIUNEA 17-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este un oscilator?
2. Ce tip de reacție se folosește la oscilatoare?
3. Care este scopul circuitului de reacție?

17-2 PRINCIPIILE OSCILATORULUI

Funcționarea oscilatoarelor, cu excepția celor de relaxare, care vor fi discutate în secțiunea 17-5, se bazează pe conceptul de reacție pozitivă. În secțiunea de față vom examina acest concept, precum și condițiile generale necesare pentru intrarea în oscilație.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:.

Să prezentați principiile pe care se bazează funcționarea oscilatoarelor

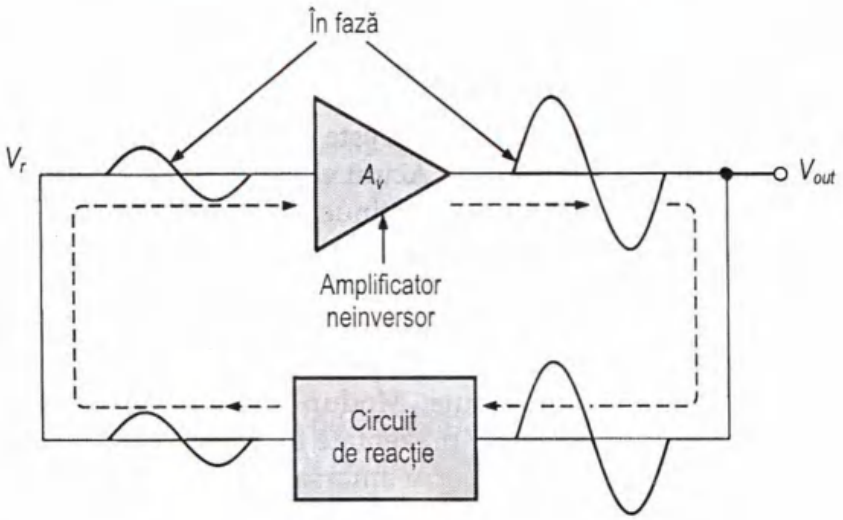
- ▶ Să explicați reacția pozitivă
- ▶ Să descrieți condițiile de oscilație
- ▶ Să prezentați condițiile de amorsare

Reacția pozitivă

Reacția pozitivă are loc când o parte a tensiunii de ieșire a unui amplificator este adusă la intrare cu un defazaj total nul, producând o potențare a semnalului de ieșire. Conceptul fundamental este ilustrat în fig. 17-3. După cum observați, tensiunea de reacție V_r, în fază, este amplificată, generând o tensiune de ieșire care, la rândul ei, constituie sursa tensiunii de reacție. Cu alte cuvinte, apare o buclă prin care semnalul se autosusține, generând la ieșire un semnal sinusoidal neîntrerupt. Acest fenomen se numește *oscilație*.

FIGURA 17-3

Reacția pozitivă generează oscilație.



Condițiile de oscilație

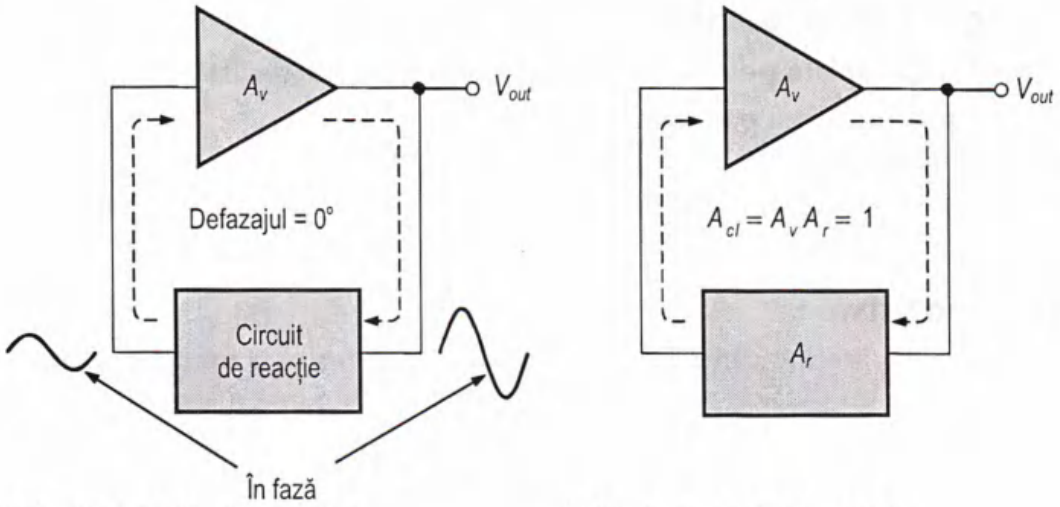
Pentru susținerea stării de oscilație sunt necesare două condiții:

1. Defazajul de-a lungul întregii bucle de reacție trebuie să fie de 0°.
2. Câștigul în tensiune de-a lungul buclei de reacție închise (câștigul buclei), A_{cl}, trebuie să fie egal cu 1.

Câștigul în tensiune de-a lungul buclei de reacție închise (A_{cl}) este produsul dintre câștigul amplificatorului (A_v) și atenuarea introdusă de circuitul de reacție (A_r).

$$A_{cl} = A_v A_r$$

De exemplu, dacă amplificatorul are un câștig de 100, atenuarea introdusă de circuitul de reacție trebuie să fie de 0,01 pentru a rezulta un câștig al buclei unitar (adică $A_v A_r = 100 \times 0{,}01 = 1$). Condițiile de oscilație sunt ilustrate în fig. 17-4.



(a) Defazajul de-a lungul buclei este de 0°.

(b) Câștigul buclei închise este 1.

FIGURA 17-4

Condițiile de oscilație.

Condițiile de amorsare

Până acum ați aflat ce anume îi este necesar unui oscilator pentru a genera la ieșire un semnal sinusoidal neîntrerupt. Acum vom examina condițiile necesare intrării în oscilație la cuplarea inițială a tensiunii continue de alimentare. Așa cum știți, pentru ca oscilațiile să fie întreținute trebuie îndeplinită condiția de câștig unitar. Pentru *apariția* oscilațiilor, câștigul în tensiune de-a lungul buclei de reacție pozitivă trebuie să fie mai mare ca 1, astfel ca amplitudinea semnalului de ieșire să crească progresiv până la nivelul dorit. Apoi, câștigul trebuie micșorat până la 1, pentru ca semnalul de ieșire să se mențină la acel nivel, iar oscilațiile să fie întreținute. Modurile în care se realizează reducerea câștigului la diferite amplificatoare vor fi prezentate în alte secțiuni ale capitolului. Condițiile impuse câștigului în tensiune atât pentru amorsarea oscilațiilor, cât și pentru întreținerea lor sunt ilustrate în fig. 17-5.

Se pune, în mod firesc, întrebarea: Dacă oscilatorul nu funcționează (nu este alimentat cu c.c.) și la ieșire nu există tensiune, de unde apare semnalul de reacție care stă la baza creșterii progresive prin reacție pozitivă? Inițial apare o mică tensiune de reacție pozitivă din cauza zgomotului de bandă largă generat în rezistoare sau în alte componente sau din cauza tensiunii de regim tranzitoriu ce apare la conectarea sursei de alimentare. Datorită circuitului de reacție, la intrarea amplificatorului pot ajunge în fază numai semnalele cu frecvența de oscilație aleasă. Tensiunea de reacție inițială este apoi amplificată și susținută continuu, până când se ajunge, treptat, la tensiunea de ieșire dorită, așa cum am arătat mai devreme.

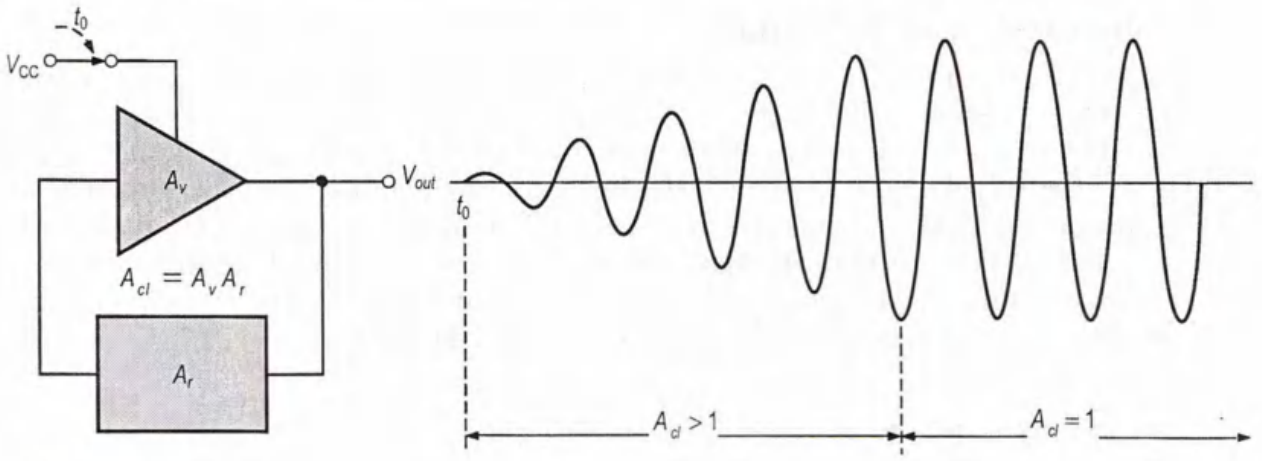


FIGURA 17-5

La inițierea oscilației, la t_0, condiția $A_{cl} > 1$ are drept consecință creşterea treptată a tensiunii sinusoidale de ieşire până la nivelul dorit. Apoi A_{cl} scade până la 1 şi acea amplitudine se menține.

SECȚIUNEA 17-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce condiții sunt necesare pentru ca un circuit să oscileze?
2. Definiți *reacția pozitivă*.
3. Care este condiția impusă câştigului în tensiune pentru amorsarea oscilațiilor?

17-3 OSCILATOARE CU CIRCUITE DE REACȚIE *RC*

În secțiunea de față veți învăța despre trei tipuri de oscilatoare cu circuite *RC*, a căror tensiune de ieşire este sinusoidală: oscilatorul cu punte Wien, oscilatorul cu însumare de fază şi oscilatorul în dublu T. În general, oscilatoarele *RC* se utilizează pentru frecvențe de până la 1 MHz. În această gamă de frecvențe, puntea Wien este, de departe, tipul de oscilator *RC* cel mai mult folosit.

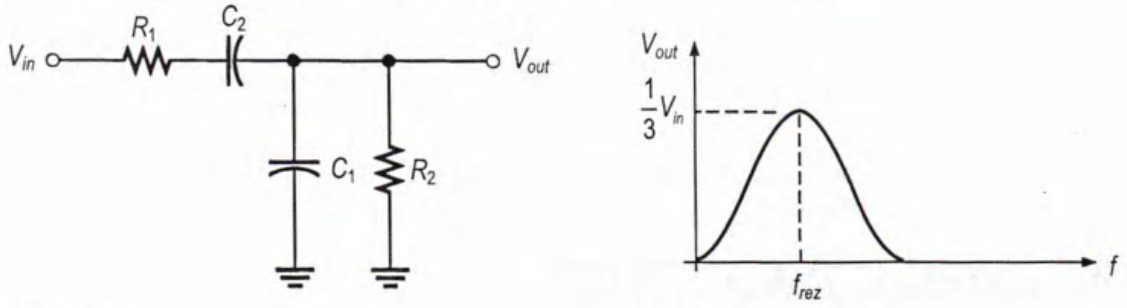
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți și să analizați funcționarea oscilatoarelor *RC* cu configurații de bază

- ▶ Să recunoașteți un oscilator cu punte Wien
- ▶ Să calculați frecvența de oscilație a unui oscilator *RC* cu punte Wien
- ▶ Să analizați condițiile impuse reacției oscilatorului
- ▶ Să analizați condițiile de amorsare impuse oscilatorului
- ▶ Să descrieți oscilatorul cu punte Wien cu autoamorsare
- ▶ Să recunoașteți un oscilator cu însumare de fază
- ▶ Să calculați frecvența de oscilație și să analizați condițiile impuse reacției în cazul unui oscilator cu însumare de fază
- ▶ Să recunoașteți un oscilator în dublu T și să descrieți funcționarea lui

Oscilatorul cu punte Wien

Unul dintre tipurile de oscilatoare sinusoidale este *oscilatorul cu punte Wien*. Partea fundamentală a oscilatorului cu punte Wien este rețeaua Wien prezentată în fig. 17-6(a), formată dintr-un circuit de defazare în avans și altul de defazare în urmă,. R_1 și C_1 introduc întârzierea; R_2 și C_2 introduc defazajul în avans. Iată cum funcționează circuitul. La frecvențe joase, circuitul de defazare în avans predomină datorită reactanței mari a condensatorului C_2. Pe măsură ce frecvența crește, X_{C2} scade, permițând creșterea tensiunii de ieșire. La o anumită frecvență, răspunsul circuitului de întârziere devine dominant, iar valoarea X_{C1}, în scădere, duce la scăderea tensiunii de ieșire.



(a) Circuitul (b) Curba răspunsului

FIGURA 17-6

Rețea Wien şi curba răspunsului său.

Curba răspunsului rețelei Wien, din fig. 17-6(b), arată că tensiunea de ieșire are un vârf corespunzător unei frecvențe numite frecvență de rezonanță, f_{rez} (sau de oscilație, f_{osc}). În acest punct, atenuarea circuitului (V_{out}/V_{in}) este de 1/3 dacă $R_1 = R_2$ și $X_{C1} = X_{C2}$, așa cum arată și formula următoare (demonstrată în anexa B):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{3} \tag{17-1}$$

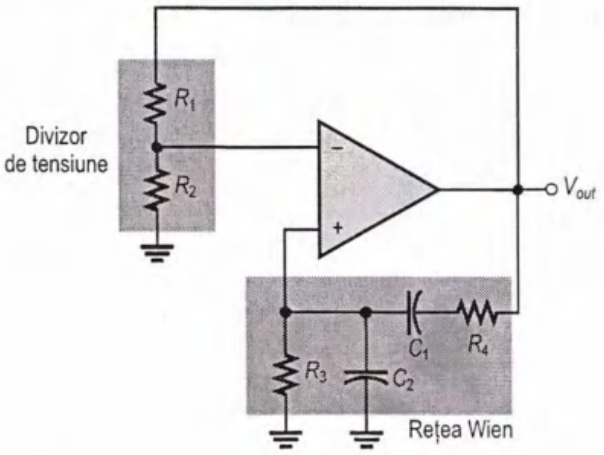
Formula frecvenței de rezonanță (demonstrată, de asemenea, în anexa B) este:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi RC} \tag{17-2}$$

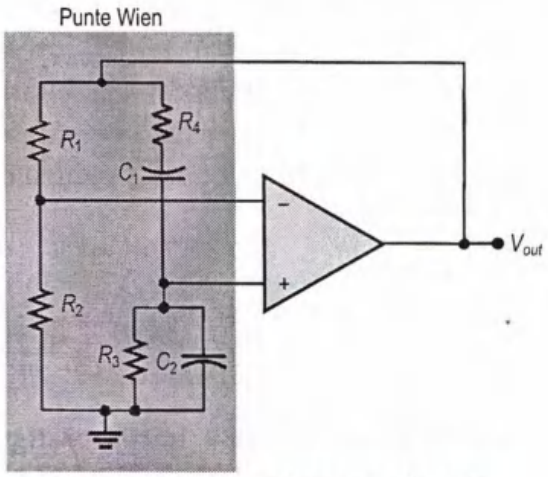
În concluzie, rețeaua Wien are o frecvență de rezonanță, f_{rez}, la care defazajul pe care îl introduce este de 0°, iar atenuarea este de 1/3. La frecvențe mai joase decât f_{rez}, circuitul de defazare în avans este dominant, deci semnalul de ieșire este defazat în avans față de cel de intrare. La frecvențe mai înalte decât f_{rez}, circuitul de întârziere este cel dominant, iar semnalul de ieșire este întârziat față de cel de intrare.

Circuitul de bază Rețeaua Wien este conectată, ca buclă de reacție pozitivă, la un AO, ca în fig. 17-7(a). Ca buclă de reacție negativă este conectat un divizor de tensiune. Oscilatorul cu punte Wien poate fi considerat drept un amplificator neinversor al cărui semnal de intrare este adus de la ieșire prin rețeaua Wien. Amintiți-vă că valoarea câștigului în buclă închisă a amplificatorului este determinată de divizorul de tensiune.

$$A_{cl} = \frac{1}{A_r} = \frac{1}{R_2/(R_1 + R_2)} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$



(a)



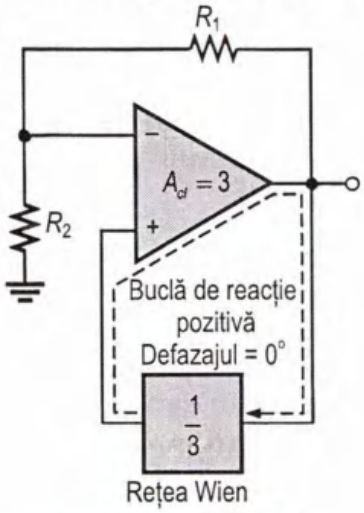
(b) Puntea Wien este o combinație între un divizor de tensiune și o rețea Wien.

FIGURA 17-7

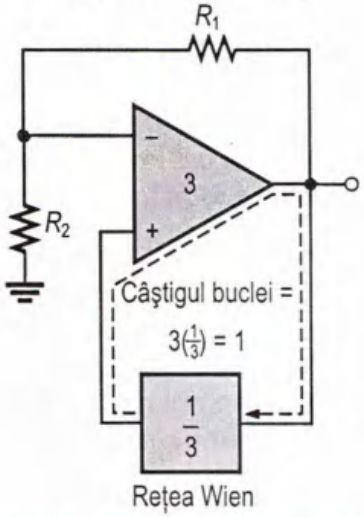
Schema oscilatorului cu punte Wien reprezentată în două forme diferite, dar echivalente.

Circuitul este desenat în altă formă în fig. 17-7(b), pentru a arăta că AO este conectat transversal față de punte. Două dintre laturile alăturate ale punții sunt formate de rețeaua Wien, iar celelalte două laturi, de divizorul de tensiune.

Condițiile de oscilație impuse reacției pozitive Așa cum știți, pentru ca semnalul de ieșire al circuitului să fie o sinusoidă întreținută (oscilație), defazajul de-a lungul buclei de reacție pozitivă trebuie să fie de 0°, iar câștigul de-a lungul buclei trebuie să fie cel puțin unitar (1). Condiția ca defazajul să fie de 0° se îndeplinește la frecvența f_{rez}, deoarece atunci defazajul prin rețeaua Wien este de 0°, iar între intrarea neinversoare (+) și ieșirea AO nu are loc inversarea semnalului. Situația este ilustrată în fig. 17-8(a).



(a) Defazajul de-a lungul buclei este de 0°.



(b) Câștigul în tensiune de-a lungul buclei este 1.

FIGURA 17-8

Condițiile de oscilație.

Condiția de câștig unitar al buclei de reacție se îndeplinește pentru:

$$A_{cl} = 3$$

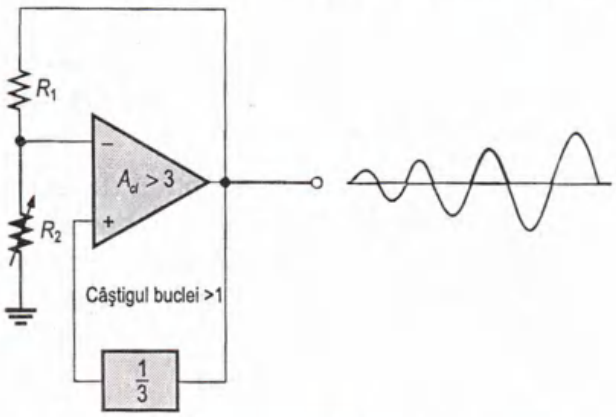
Acest câștig compensează atenuarea de 1/3 introdusă de rețeaua Wien, ajungându-se la un câștig total unitar de-a lungul buclei de reacție pozitivă, cum arată figura 17-8(b). Pentru a se obține valoarea 3 pentru câștigul în buclă închisă este necesar ca:

$$R_1 = 2R_2$$

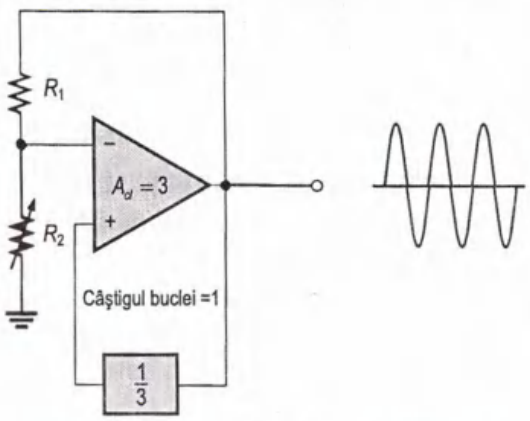
Atunci:

$$A_{cl} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{2R_2 + R_2}{R_2} = \frac{3R_2}{R_2} = 3$$

Condițiile de amorsare Inițial, câștigul în buclă închisă propriu amplificatorului trebuie să fie mai mare ca trei ($A_{cl} > 3$), până când semnalul de ieșire ajunge la nivelul dorit. Apoi, câștigul amplificatorului trebuie să scadă până la 3, astfel ca valoarea totală a câștigului de-a lungul buclei să fie 1, iar semnalul de ieșire să-și păstreze nivelul respectiv, cu întreținerea oscilației. Aceste condiții sunt ilustrate în fig. 17-9.



(a) Semnalul de ieșire crește când câștigul buclei este supraunitar.



(b) Cu un câștig unitar al buclei se obțin la ieșire oscilații întreținute, de amplitudine constantă.

FIGURA 17-9

Condițiile de amorsare a oscilației.

Circuitul din fig. 17-10 prezintă o metodă simplă de realizare a condițiilor descrise mai sus. Observați că divizorul de tensiune a fost modificat astfel încât să conțină un rezistor suplimentar, R_3, în paralel cu două diode Zener înseriate, cu polaritățile opuse. În momentul conectării circuitului la sursa de alimentare cu c.c., ambele diode Zener se comportă ca niște întreruperi. Din această cauză, R_3 apare în serie cu R_1, ducând la creșterea câștigului în buclă închisă al amplificatorului, astfel ($R_1 = 2\ R_2$):

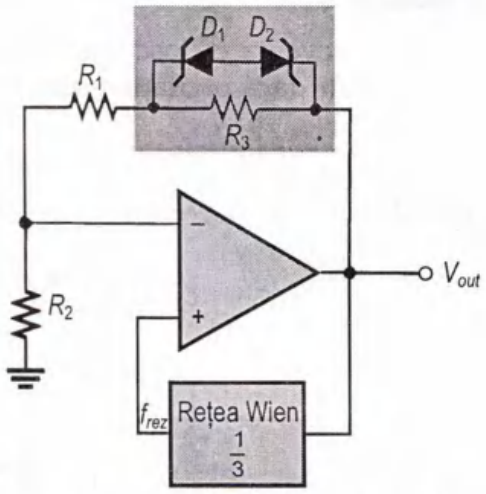
$$A_{cl} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} = \frac{3R_2 + R_3}{R_2} = 3 + \frac{R_3}{R_2}$$

Inițial există doar un semnal slab de reacție pozitivă, datorat zgomotului sau supracreșterilor de regim tranzitoriu de la conectarea sursei. Rețeaua Wien permite ca la intrarea neinversoare să ajungă în fază numai semnalul cu frecvența f_{rez}. Acest semnal de intrare este amplificat și potențat continuu, astfel ca tensiunea de ieșire să crească trep-

tat. Când semnalul de ieșire ajunge la valoarea tensiunii de străpungere Zener, diodele intră în conducție și scurtcircuitează, practic, rezistorul R_3. Ca urmare, câștigul în buclă închisă al amplificatorului scade la 3. În aceste condiții, câștigul total al buclei este 1, amplitudinea semnalului de ieșire rămâne constantă și oscilațiile sunt întreținute. (Este bine să știți că frecvența de oscilație poate fi reglată dacă în rețeaua Wien se folosesc condensatoare variabile multitură.)

FIGURA 17-10

Oscilator cu punte Wien, cu autoamorsare prin conectarea în circuit a două diode Zener, în sensuri opuse.

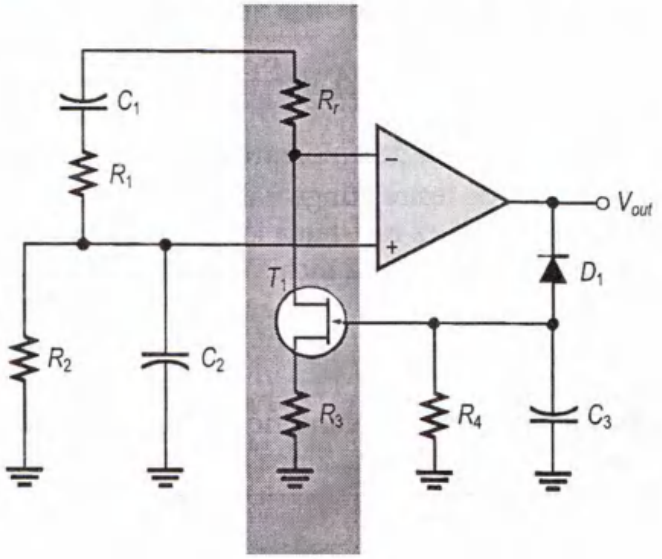


O altă metodă de reglare a câștigului utilizează, în circuitul de reacție negativă, un JFET ca rezistor comandat în tensiune. Dacă V_{DS} aplicată JFET este foarte mică sau zero, dispozitivul lucrează în regiunea rezistivă (ohmică). La creșterea tensiunii aplicate pe poartă crește și rezistența drenă-sursă. Dacă dispozitivul se introduce în circuitul de reacție negativă, se realizează reglarea automată a câștigului (amplificării) datorită acestei rezistențe comandate în tensiune.

În fig. 17-11 este prezentată o punte Wien stabilizată cu JFET. Câștigul AO se reglează prin componentele din dreptunghiul hașurat, dintre care face parte și JFET. Rezistența drenă-sursă a acestuia depinde de tensiunea aplicată pe poartă. În absența semnalului de ieșire, tensiunea pe poartă este de zero volți, deci rezistența drenă-sursă ia valoarea sa minimă. În această situație, câștigul buclei este supraunitar. Apar oscilații care generează rapid și, totodată, progresiv un semnal de ieșire de nivel mare. Excursia negativă repeti-

FIGURA 17-11

Oscilator cu punte Wien, cu autoamorsare prin utilizarea unui JFET în bucla de reacție negativă.

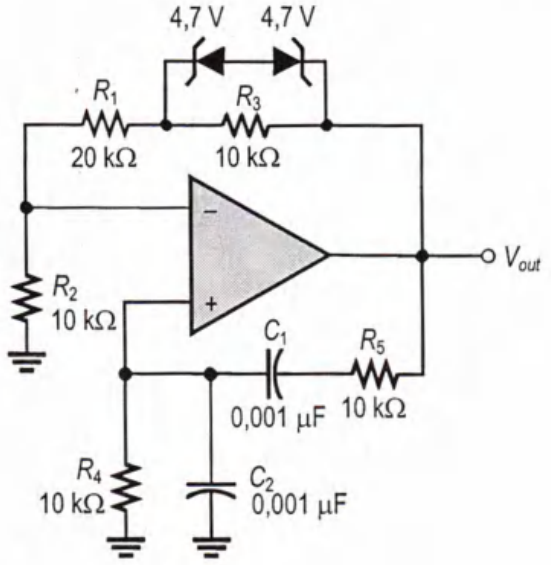


tivă a semnalului de ieșire polarizează direct dioda D_1, ducând la încărcarea condensatorului C_3 până la o valoare de tensiune negativă. Această tensiune mărește rezistența drenă-sursă a JFET și reduce câștigul (și, implicit, nivelul semnalului de ieșire). Așa funcționează o reacție negativă clasică. Alegându-se componente de valori adecvate se poate realiza stabilizarea câștigului la nivelul dorit.

EXEMPLUL 17-1

Determinați frecvența de oscilație a oscilatorului cu punte Wien din fig. 17-12. De asemenea, verificați dacă oscilațiile sunt amorsate și se mențin când semnalul de ieșire ajunge la 5,4 V.

FIGURA 17-12



Rezolvare

În rețeaua Wien, $R_4 = R_5 = R = 10\ \text{k}\Omega$ și $C_1 = C_2 = C = 0{,}001\ \mu\text{F}$. Frecvența de rezonanță este:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10\,\text{k}\Omega)(0{,}001\,\mu\text{F})} = \mathbf{15{,}9\,kHz}$$

Inițial, câștigul în buclă închisă este de:

$$A_{cl} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} = \frac{40\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} = 4$$

$A_{cl} > 3$, deci condiția de amorsare este satisfăcută.

Când semnalul de ieșire atinge valoarea de 5,4 V (4,7 V + 0,7 V), diodele Zener intră în conducție (se consideră că rezistența lor în conducție directă este mult mai mică decât 10 kΩ) și se ajunge la câștigul în buclă închisă necesar. Prin urmare, oscilațiile sunt întreținute.

$$A_{cl} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{30\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} = 3$$

Exercițiu complementar Ce modificare necesită oscilatorul din fig. 17-12 pentru ca semnalul de ieșire să aibă amplitudinea de 6,8 V?

Oscilator cu însumare de fază

În fig. 17-13 este prezentat un tip de oscilator sinusoidal denumit *oscilator cu însumare de fază*. Fiecare dintre cele trei circuite *RC* din bucla de reacție poate introduce un defazaj *maxim* apropiat de 90°. Oscilația are loc la frecvența la care defazajul total introdus de cele trei circuite *RC* este de 180°. Celelalte 180° sunt asigurate de inversarea proprie AO, fiind satisfăcută astfel condiția de oscilație – defazajul total de-a lungul buclei de reacție să fie de 360° (sau 0°).

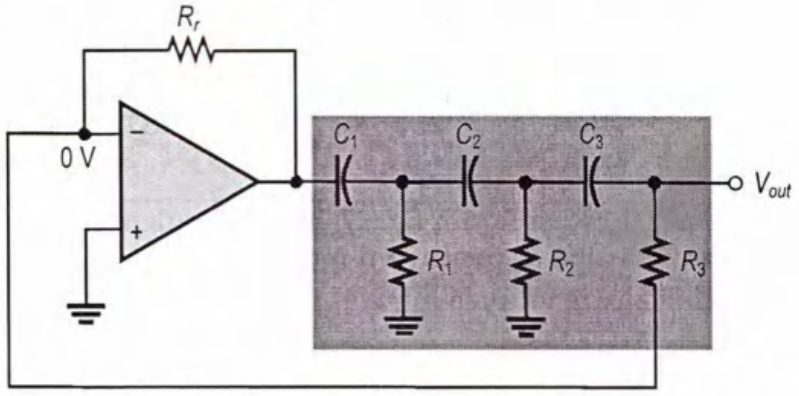


FIGURA 17-13
Oscilator cu însumare de fază realizat cu AO.

Atenuarea A_r, introdusă de circuitul *RC* de reacție, format din cele trei secțiuni, este de:

$$A_r = \frac{1}{29} \tag{17-3}$$

unde $A_r = R_3/R_r$. Modul de obținere a acestui rezultat ciudat este prezentat în anexa B. Pentru a satisface condiția de câștig supraunitar al buclei, câștigul în tensiune în buclă închisă al AO trebuie să fie mai mare ca 29 (valoare determinată de R_r și R_3). Deducerea expresiei frecvenței de oscilație (f_{osc}) este dată tot în anexa B, formula finală fiind cea de mai jos, pentru $R_1 = R_2 = R_3 = R$ și $C_1 = C_2 = C_3 = C$.

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \tag{17-4}$$

EXEMPLUL 17-2

(a) Determinați valoarea R_r pentru care circuitul din fig. 17-14 funcționează ca oscilator.
(b) Calculați frecvența de oscilație.

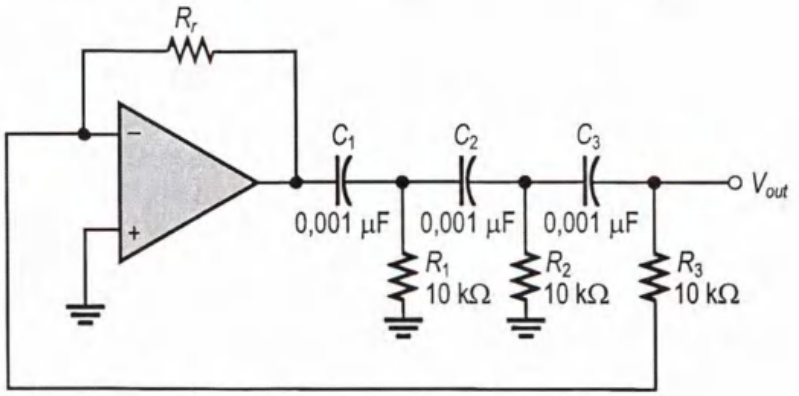


FIGURA 17-14

Rezolvare

(a) $A_{cl} = 29$ și $A_r = \dfrac{1}{29} = \dfrac{R_3}{R_r}$. Prin urmare:

$$\frac{R_r}{R_3} = 29$$
$$R_r = 29R_3 = 29(10\,\text{k}\Omega) = \mathbf{290\,k\Omega}$$

(b) $R_1 = R_2 = R_3 = R$ și $C_1 = C_2 = C_3 = C$. Deci:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}(10\,\text{k}\Omega)(0{,}001\,\mu\text{F})} \cong \mathbf{6{,}5\,kHz}$$

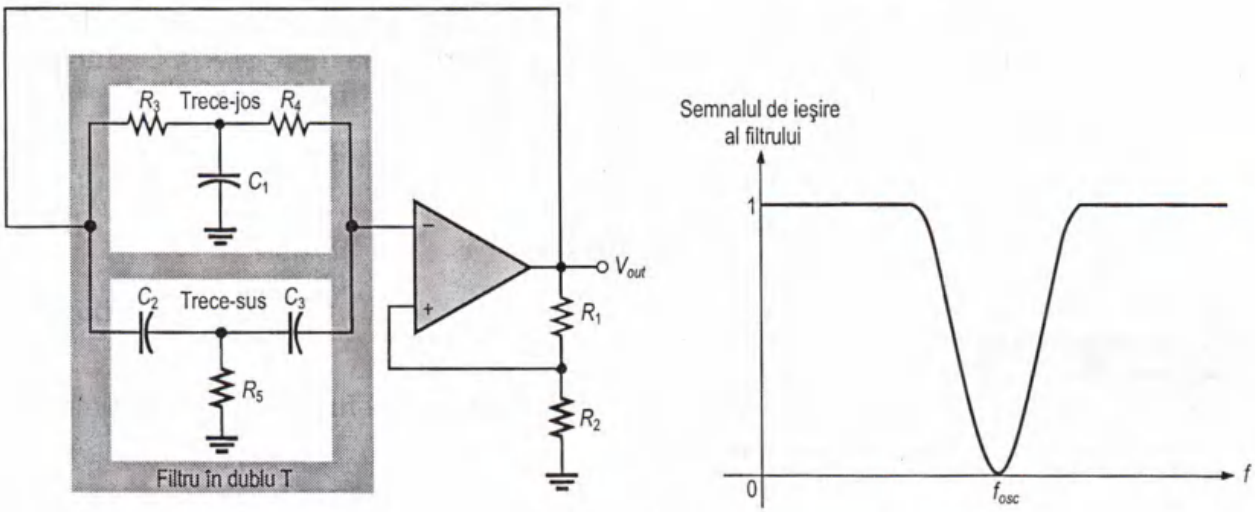
Exercițiu complementar

(a) Dacă R_1, R_2 și R_3 din fig. 17-14 se înlocuiesc cu rezistoare de 8,2 kΩ, ce valoare trebuie să aibă R_r pentru a fi îndeplinite condițiile de oscilație?

(b) Ce valoare va avea f_{osc}?

Oscilator în dublu T

Un alt tip de oscilator *RC* este cel denumit *în dublu T* deoarece conține în bucla de reacție negativă două filtre *RC* în T, ca în fig. 17-15(a). Unul dintre cele două filtre în T are răspunsul de tip trece-jos, iar celălalt, de tip trece-sus. Prin conectarea în paralel a celor două filtre se obține un răspuns de tipul oprește-bandă, a cărui frecvență centrală este tocmai frecvența de oscilație dorită, cum arată figura 17-15(b).



(a) Circuitul oscilatorului

(b) Curba răspunsului în frecvență al filtrului în dublu T

FIGURA 17-15

Oscilatorul în dublu T şi răspunsul filtrului în dublu T.

La frecvențe diferite de f_{osc} nu pot apărea oscilații din cauza reacției negative asigurate de filtre. În schimb, la f_{osc} reacția negativă este neglijabilă; ca urmare, reacția pozitivă prin divizorul de tensiune (R_1 și R_2) permite oscilația circuitului.

SECȚIUNEA 17-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Oscilatorul cu punte Wien conține două bucle de reacție. Ce rol are fiecare dintre ele?
2. Într-o rețea Wien, $R_1 = R_2$ și $C_1 = C_2$. La intrarea ei se aplică o tensiune de 5 V ef. Frecvența semnalului de intrare este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului. Ce valoare eficace are tensiunea de ieșire?
3. Cum este posibil ca defazajul introdus de circuitul *RC* de reacție al unui oscilator cu însumare de fază să fie de 180°?

17-4 OSCILATOARE CU CIRCUITE DE REACȚIE *LC*

Oscilatoarele cu circuite de reacție *RC*, în special cele cu punte Wien, sunt adecvate, în general, pentru lucrul la frecvențe de până la 1 MHz. Când sunt necesare frecvențe de oscilație mai înalte, în circuitele de reacție se folosesc, de obicei, elemente *LC*. De asemenea, din cauza limitărilor în frecvență caracteristice majorității AO (frecvență mai joasă la câștigul unitar), în oscilatoarele cu elemente *LC* se folosesc adesea tranzistoare discrete, ca elemente active. Secțiunea de față prezintă câteva oscilatoare cu circuite *LC* acordate, de tipurile: Colpitts, Clapp, Hartley, Armstrong și comandate cu cristal.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți și să analizați funcționarea câtorva tipuri de oscilatoare *LC*

- ▶ Să recunoașteți și să analizați un oscilator Colpitts
- ▶ Să recunoașteți și să analizați un oscilator Clapp
- ▶ Să recunoașteți și să analizați un oscilator Hartley
- ▶ Să recunoașteți și să analizați un oscilator Armstrong
- ▶ Să prezentați modul de funcționare al oscilatoarelor comandate cu cristal

Oscilatorul Colpitts

Una dintre configurațiile de bază de oscilator cu circuite acordate se numește Colpitts, în memoria inventatorului său, cum au fost denumite cele mai multe dintre tipurile de oscilatoare prezentate în continuare. Așa cum observați în fig. 17-16, oscilatorul Colpitts conține în bucla de reacție un circuit *LC* care asigură defazajul necesar și se comportă, totodată, ca un filtru acordat, permițând trecerea în exclusivitate a frecvenței de oscilație dorite.

Frecvența aproximativă de oscilație este frecvența de rezonanță a circuitului *LC* și este determinată de valorile C_1, C_2 și L, după binecunoscuta formulă ce se aplică, de altfel, și în cazul oscilatoarelor Clapp și Hartley, prezentate în continuare.

$$f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \tag{17-5}$$

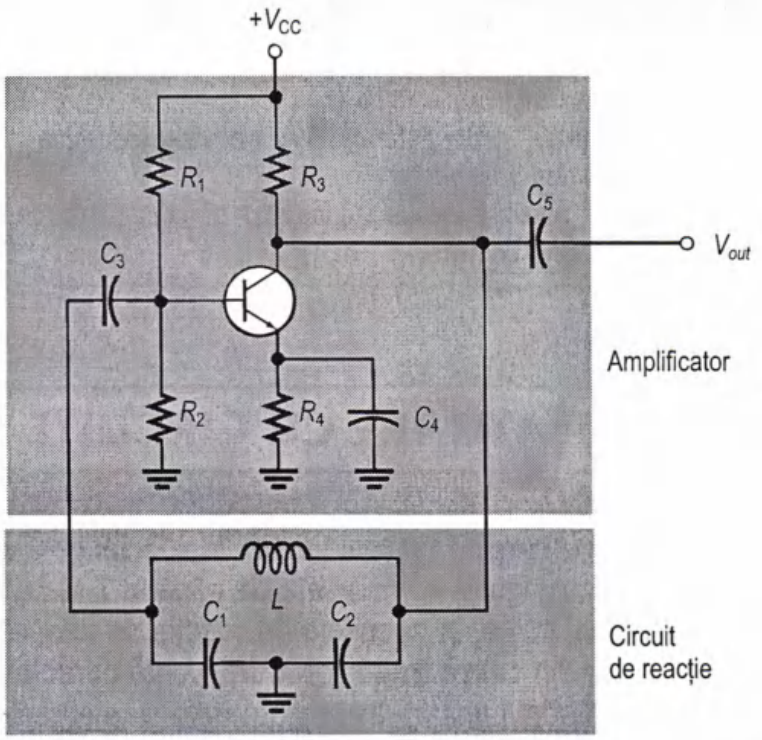


FIGURA 17-16

Oscilator Colpitts tipic, cu un tranzistor bipolar ca element activ.

Deoarece condensatoarele din circuitul acordat sunt, practic, conectate în serie, capacitatea totală (C_T) este:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Condițiile de oscilație și amorsare Atenuarea circuitului acordat de reacție din oscilatorul Colpitts, A_r, este impusă în special de valorile C_1 și C_2.

Figura 17-17 arată că, în circuitul acordat, curentul circulă atât prin C_1, cât și prin C_2 (acestea fiind, practic, conectate în serie). Căderea de tensiune pe C_2 este tocmai tensiunea de ieșire a oscilatorului (V_{out}), iar căderea de tensiune pe C_1 este tensiunea de reacție (V_r), cum arată notațiile de pe desen. Expresia atenuării (A_r) este:

$$A_r = \frac{V_r}{V_{out}} \cong \frac{IX_{C1}}{IX_{C2}} = \frac{X_{C1}}{X_{C2}} = \frac{1/2\pi f_{osc} C_1}{1/2\pi f_{osc} C_2}$$

Prin simplificare cu $2\pi f_{osc}$ obținem:

$$A_r = \frac{C_2}{C_1}$$

După cum știți, condiția de oscilație este $A_v A_r = 1$. Întrucât $A_r = C_2/C_1$:

$$A_v = \frac{C_1}{C_2} \qquad (17\text{-}6)$$

unde A_v este câștigul în tensiune al amplificatorului cu tranzistor. Dacă această condiție este satisfăcută, $A_v A_r = (C_1/C_2)(C_2/C_1) = 1$. De fapt, pentru ca oscilațiile să se autoamorseze, produsul $A_v A_r$ trebuie să fie supraunitar (adică $A_v A_r > 1$). Prin urmare, câștigul în tensiune trebuie ales puțin mai mare decât C_1/C_2.

$$A_v > \frac{C_1}{C_2}$$

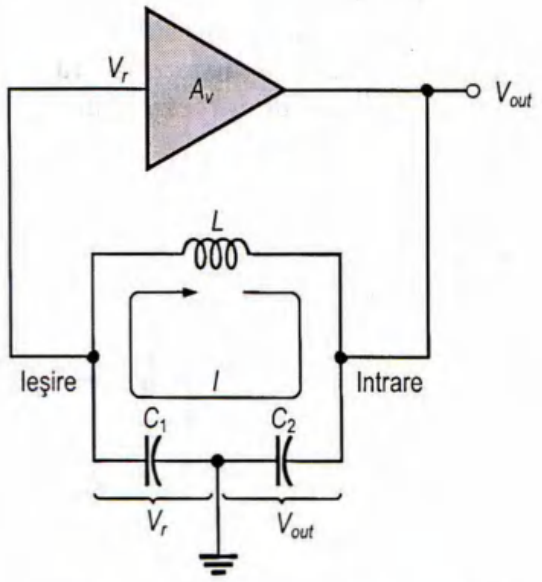


FIGURA 17-17

Atenuarea introdusă de circuitul acordat este egală cu raportul dintre tensiunile de la ieşirea (V_r) şi de la intrarea acestuia (V_{out}). $A_r = V_r/V_{out} = C_2/C_1$. Pentru ca $A_vA_r > 1$, A_v trebuie să fie mai mare decât C_1/C_2.

Influența neadaptării de impedanță a circuitului de reacție asupra frecvenței de oscilație După cum arată figura 17-18, impedanța de intrare a amplificatorului cu tranzistor constituie sarcina circuitului acordat de reacție, reducând valoarea Q a circuitului. Amintiți-vă, de la studiul circuitelor acordate, că frecvența de rezonanță a unui circuit acordat paralel depinde de Q conform relației:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} \qquad (17\text{-}7)$$

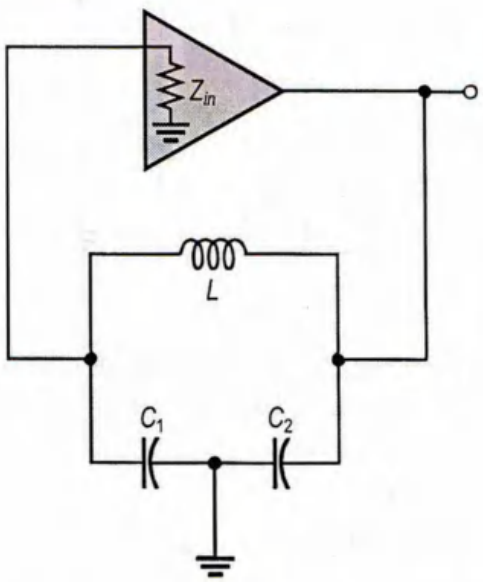


FIGURA 17-18

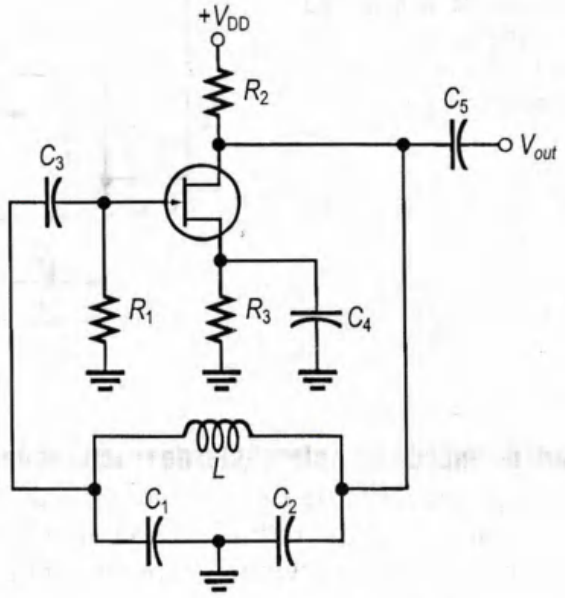
Z_{in} a amplificatorului cu tranzistor constituie sarcina circuitului acordat de reacție şi îi micşorează valoarea Q, scăzând astfel frecvența de rezonanță.

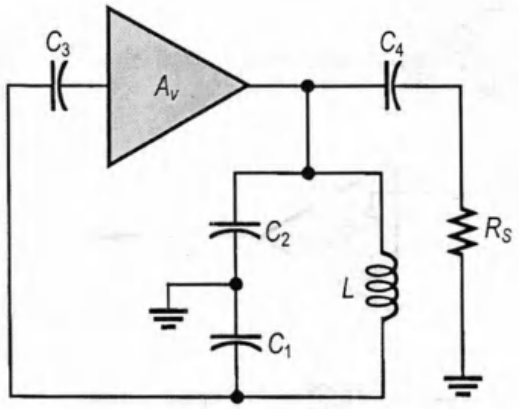
În mod empiric, pentru Q mai mare ca 10, frecvența este de aproximativ $1/2\pi\sqrt{LC_T}$, conform relației (17-5). Însă pentru Q mai mic ca 10, f_{rez} scade semnificativ.

Tranzistorul bipolar poate fi înlocuit cu un FET, ca în fig. 17-19, pentru a reduce la minimum neadaptarea de impedanță cu intrarea tranzistorului. Amintiți-vă că dispozitivele FET au impedanța de intrare mult mai mare decât tranzistoarele bipolare. De asemenea, dacă la ieșirea oscilatorului se conectează o sarcină exterioară, ca în fig. 17-20(a), f_{osc} poate scădea, tot din cauza micșorării valorii Q. Este cazul unei rezistențe de sarcină prea mici. Uneori, influența rezistenței de sarcină se elimină prin cuplarea prin transformator, ca în fig. 17-20(b).

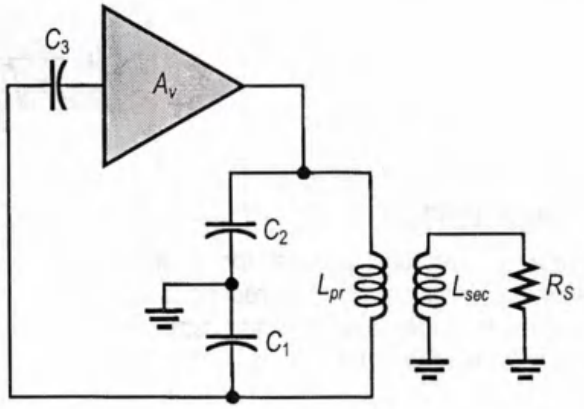
FIGURA 17-19

Oscilator Colpitts tipic, realizat cu FET.





(a) O sarcină cuplată capacitiv la ieşirea oscilatorului poate reduce valoarea Q a circuitului şi f_{osc}.



(b) Cuplarea sarcinii prin transformator poate reduce efectele negative ale neadaptării, datorită transformării de impedanță.

FIGURA 17-20

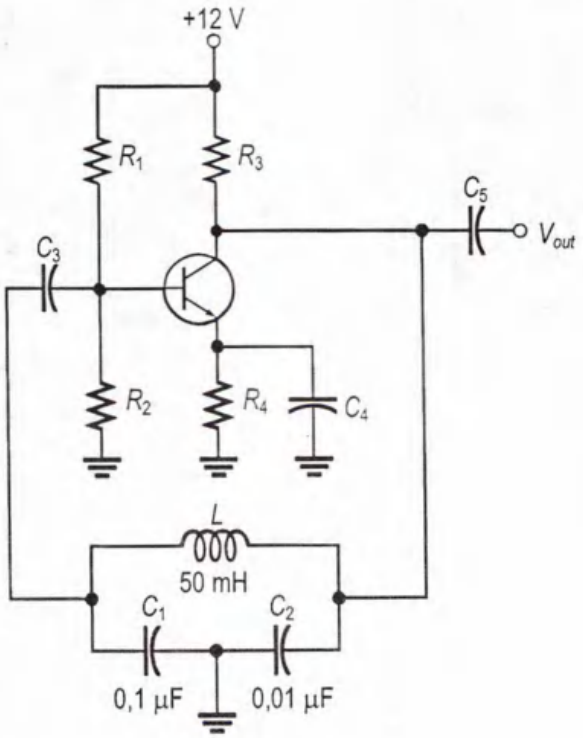
Adaptarea de impedanță la oscilator.

EXEMPLUL 17-3

(a) Determinați frecvența de oscilație a oscilatorului din fig. 17-21. Se consideră că neadaptarea de impedanță aferentă circuitului de reacție este neglijabilă, iar Q este mai mare ca 10.

(b) Aflați frecvența de oscilație dacă neadaptarea de impedanță duce la scăderea valorii Q până la 8.

FIGURA 17-21



Rezolvare

(a) $$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{(0{,}1\,\mu\text{F})(0{,}01\,\mu\text{F})}{0{,}11\,\mu\text{F}} = 0{,}0091\,\mu\text{F}$$

$$f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(20\,\text{mH})(0{,}0091\,\mu\text{F})}} = \mathbf{7{,}46\,kHz}$$

(b) $$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} = (7{,}46\,\text{kHz})(0{,}9923) = \mathbf{7{,}40\,kHz}$$

Exercițiu complementar Care va fi frecvența de oscilație a oscilatorului din fig. 17-21 dacă, din cauza neadaptării de impedanță, $Q = 4$?

Oscilatorul Clapp

Oscilatorul Clapp este o variantă a configurației Colpitts. Principala deosebire constă în adăugarea unui condensator, C_3, în serie cu bobina din circuitul acordat de reacție, ca în fig. 17-22. Deoarece C_3 este conectat în serie cu C_1 și C_2 în circuitul acordat, capacitatea totală este:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$

iar frecvența de oscilație este, cu aproximație ($Q > 10$):

$$f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

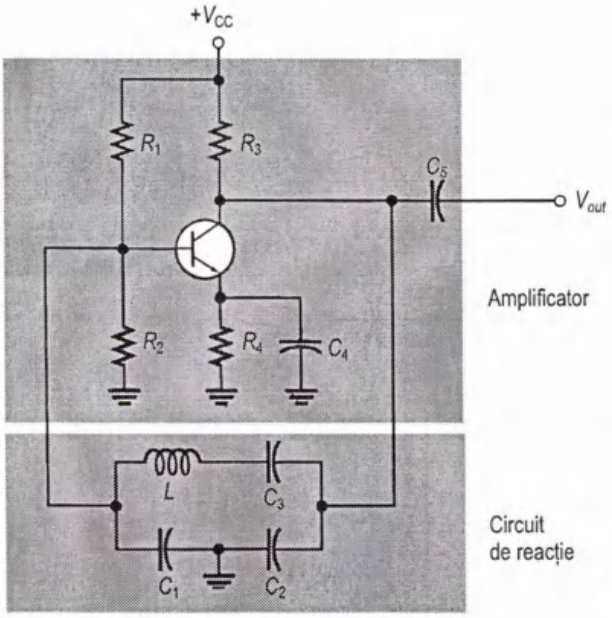


FIGURA 17-22
Oscilator Clapp tipic.

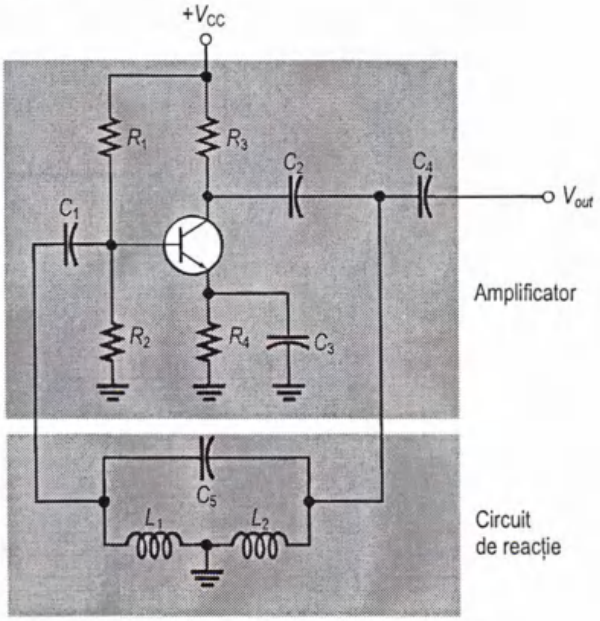


FIGURA 17-23
Oscilator Hartley tipic.

Când C_3 are valoarea mult mai mică decât C_1 și C_2, el devine predominant în stabilirea frecvenței de oscilație $f_{osc} \cong 1/2\pi\sqrt{LC_3}$. Întrucât atât C_1, cât și C_2 au câte un terminal conectat la masă, capacitatea joncțiunii tranzistorului și capacitățile parazite apar în paralel cu C_1 și C_2, la masă, modificându-le valorile reale. C_3 nu este însă afectat și astfel frecvența de oscilație este mai precis determinată și mai stabilă.

Oscilatorul Hartley

Oscilatorul Hartley este asemănător cu configurația Colpitts, cu excepția faptului că are circuitul de reacție format din două bobine conectate în serie și un condensator în paralel cu ele, ca în fig. 17-23.

În acest circuit, frecvența de oscilație pentru $Q > 10$ este:

$$f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C}}$$

unde $L_T = L_1 + L_2$. Bobinele preiau rolul condensatoarelor C_1 și C_2 din oscilatorul Colpitts, determinând atenuarea A_r, introdusă de circuitul de reacție.

$$A_r \cong \frac{L_1}{L_2}$$

Pentru a asigura amorsarea oscilațiilor, A_v trebuie să fie mai mare decât $1/A_r$.

$$A_v > \frac{L_2}{L_1} \qquad (17\text{-}8)$$

Neadaptarea de impedanță a circuitului acordat are același efect ca și în cazul oscilatorului Colpitts; cu alte cuvinte, Q scade și, ca urmare, și f_{osc}.

Oscilatorul Armstrong

Acest tip de oscilator *LC* folosește cuplajul prin transformator pentru a aduce la intrare o parte din tensiunea de ieșire, ca în fig. 17-24. Bobina secundarului este cea care furnizează semnalul de reacție pentru susținerea oscilațiilor. Oscilatorul Armstrong este mai puțin utilizat decât configurațiile Colpitts, Clapp și Hartley, în special din cauza dezavantajului constituit de dimensiunile și costul transformatorului. Frecvența de oscilație este determinată de inductanța înfășurării primare în paralel cu C_1.

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{pr}C_1}} \tag{17-9}$$

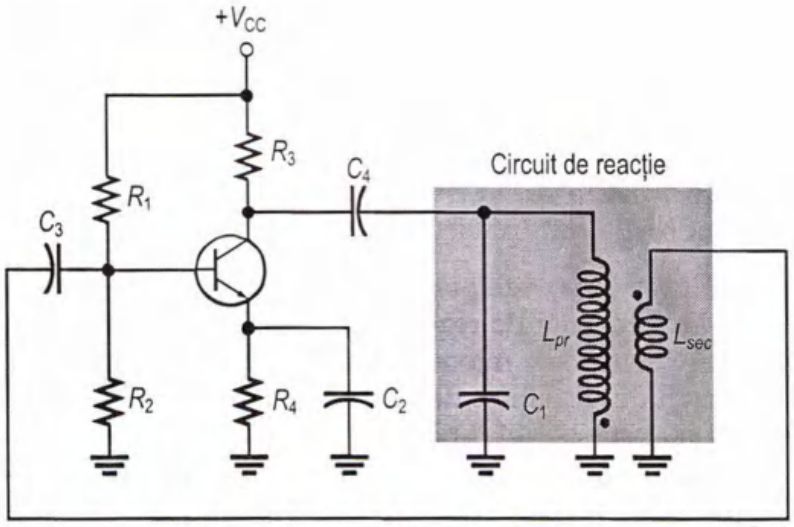


FIGURA 17-24
Oscilator Armstrong tipic.

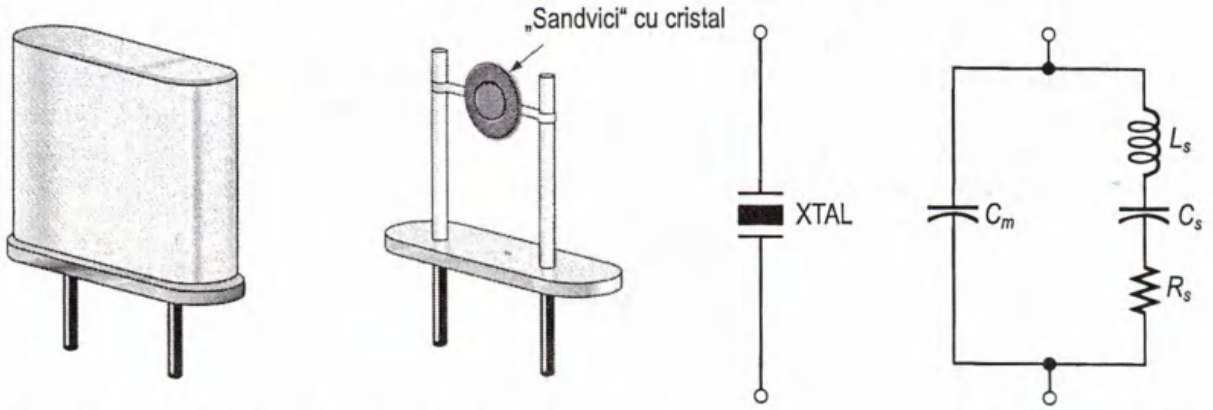
Oscilatoare comandate cu cristal

Oscilatoarele cele mai stabile și cu cea mai mare precizie au în bucla de reacție un **cristal** piezo-electric, care stabilește și frecvența.

Efectul piezo-electric Cuarțul este un material natural, cu structură cristalină, care prezintă o însușire numită **efect piezo-electric**. Dacă asupra unui cristal de cuarț se aplică o forță mecanică ce determină apariția unor vibrații în masa acestuia, se generează o tensiune având frecvența vibrațiilor mecanice. Reciproc, dacă unui cristal de cuarț i se aplică o tensiune alternativă, în masa lui apar vibrații mecanice având frecvența tensiunii aplicate. Vibrațiile cele mai ample se produc la frecvența de rezonanță naturală a cristalului, care este determinată de dimensiunile fizice ale acestuia și de modul în care a fost tăiat.

Cristalele folosite în aplicațiile electronice au, de obicei, forma unui „sandvici" cu un cuarț montat între doi electrozi, totul fiind încapsulat într-o carcasă din metal, ca în fig. 17-25(a) și (b). Simbolul utilizat în schemele electrice este prezentat în fig. 17-25(c), iar circuitul echivalent *RLC* al unui cristal apare în fig. 17-25(d). După cum vedeți, cristalul poate fi echivalat cu un circuit *RLC* serie-paralel și poate funcționa în rezonanță atât de tip serie, cât și de tip paralel. La frecvența de rezonanță serie, reactanța inductivă și cea a condensatorului C_s se anulează reciproc. Rezistorul serie rămas, R_s, impune impedanța

cristalului. Rezonanța paralel are loc când reactanța inductivă este egală cu cea a condensatorului paralel C_m. Frecvența de rezonanță paralel este, de obicei, cu cel puțin 1 kHz mai mare decât frecvența de rezonanță serie. Unul dintre marile avantaje ale cristalelor este faptul că prezintă o valoare Q foarte ridicată (tipic, de câteva mii).



(a) Cristal încapsulat tipic (b) Structura de bază (fără capsulă) (c) Simbolul (d) Echivalentul electric

FIGURA 17-25

Cristal de cuarț.

În fig. 17-26(a) este prezentat un oscilator care conține un cristal drept circuit rezonant serie. La frecvența de rezonanță serie, impedanța cristalului este minimă, asigurând un semnal de reacție maxim. Cu condensatorul de acord C_C se face „acordul fin" al frecvenței de oscilație, „deplasând" puțin frecvența de rezonanță a cristalului într-o parte sau în cealaltă.

O variantă a configurației Colpitts apare în fig. 17-26(b), aici cristalul având rolul de circuit acordat cu rezonanță paralel. La rezonanță paralel, impedanța cristalului este maximă, deci căderea de tensiune pe condensatoare va fi maximă. Tensiunea de la bornele condensatorului C_1 este adusă la intrare.

Modurile de oscilație ale cristalului Cristalele piezo-electrice pot oscila în modul fundamental sau în unul armonic*. Frecvența fundamentală a unui cristal este cea mai joasă frecvență la care are loc rezonanța naturală. Ea depinde de dimensiunile fizice ale cristalului, de modul în care acesta a fost tăiat, precum și de alți factori, fiind invers proporțională cu grosimea pastilei de cristal. Deoarece grosimea de tăiere nu poate fi foarte mică din cauza fragilității materialului, frecvența fundamentală este limitată superior. La majoritatea cristalelor, limita superioară este sub 20 MHz. Pentru obținerea unor frecvențe mai înalte, cristalul trebuie să oscileze pe armonice. Acestea sunt, cu aproximație, multipli întregi ai frecvenței fundamentale. Frecvențele armonicelor utilizate de obicei, dar nu totdeauna, sunt multipli impari ai fundamentalei (3, 5, 7, ...).

* În limba engleză, *overtone*. (n.t.)

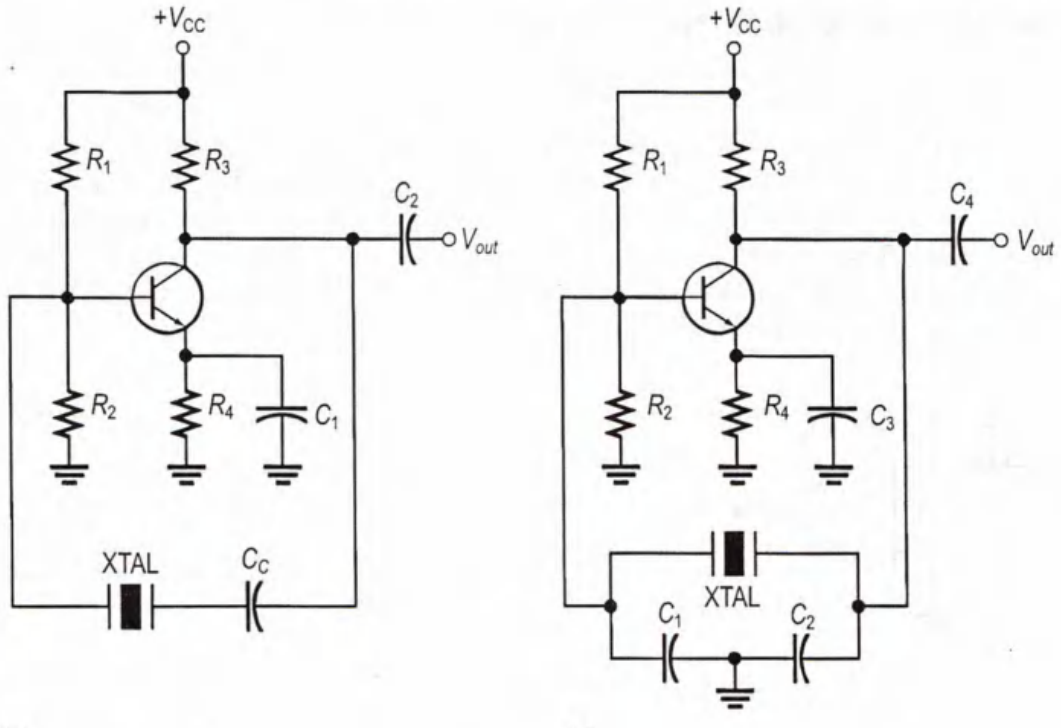


FIGURA 17-26

Oscilatoare cu cristal tipice.

SECȚIUNEA 17-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este principala deosebire dintre oscilatoarele Colpitts și Hartley?
2. Ce avantaj prezintă folosirea unui amplificator cu FET într-un oscilator Colpitts sau Hartley?
3. Cum deosebiți un oscilator Colpitts de un oscilator Clapp?

17-5 OSCILATOARE NESINUSOIDALE

Prezentăm în continuare câteva tipuri de oscilatoare cu AO care generează semnale triunghiulare, în dinte de ferăstrău și rectangulare. Unele dintre aceste circuite sunt numite adesea generatoare de semnal sau multivibratoare, în funcție de specificul aplicației în care sunt utilizate.

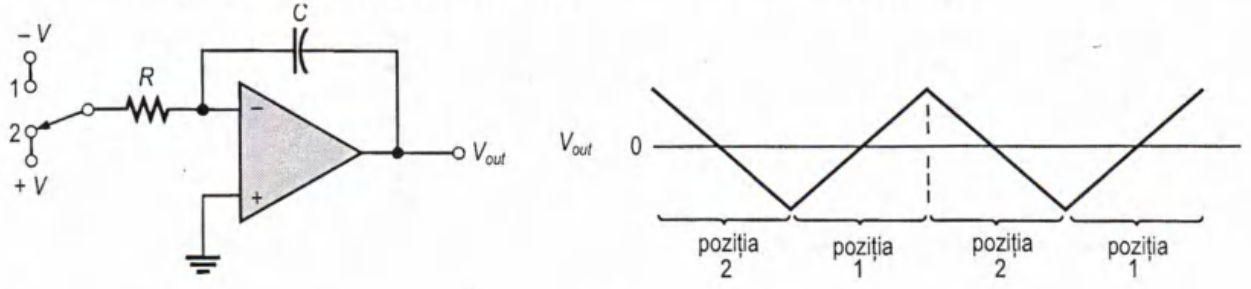
După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să descrieți și să analizați funcționarea oscilatoarelor nesinusoidale de bază

- ▶ Să explicați funcționarea oscilatoarelor cu semnal de ieșire triunghiular
- ▶ Să explicați funcționarea oscilatorului comandat în tensiune (OCT)
- ▶ Să explicați funcționarea oscilatorului de relaxare cu semnal rectangular

Oscilator cu semnal triunghiular

Pornind de la circuitul de integrare cu AO prezentat în capitolul 14, se poate realiza un oscilator cu semnal triunghiular. Conceptul de bază este ilustrat în fig. 17-26(a), în care apare o intrare comutabilă, cu doi poli. Comutatorul servește aici numai pentru explicare; el nu se utilizează, fizic, niciodată în acest tip de circuit. Când comutatorul este în poziția 1, se aplică tensiunea negativă, iar la ieșire se obține o rampă ascendentă. Când comutatorul se află în poziția 2, se obține o rampă descendentă. Dacă întrerupătorul basculează între cele două poziții la intervale fixe, la ieșire apare un semnal triunghiular, format din rampe ascendente și descendente alternate, ca în fig. 17-27(b).



(a)

(b) Tensiunea de ieşire când comutatorul basculează la intervale regulate

FIGURA 17-27

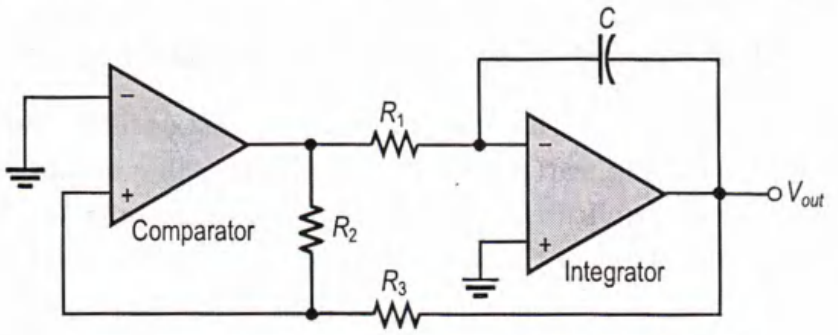
Oscilator cu semnal triunghiular tipic.

Circuit generator de semnal triunghiular În practică, un oscilator cu semnal triunghiular se poate realiza cu un comparator cu AO care acționează ca un comutator, așa cum vedeți în fig. 17-28. Iată cum funcționează circuitul. Să considerăm că, inițial, tensiunea de ieșire a comparatorului are nivelul negativ maxim. Ea ajunge, prin intermediul rezistorului R_1, la intrarea inversoare a circuitului de integrare, generând la ieșirea acestuia o rampă ascendentă. Când tensiunea în rampă atinge un prag superior (PS), comparatorul comută la nivelul pozitiv maxim. Acesta determină apariția unei rampe descendente la ieșirea integratorului. Când rampa descendentă atinge pragul inferior (PI) al comparatorului, ieșirea comparatorului comută iarăși la nivelul negativ maxim și ciclul se reia. Funcționarea este ilustrată în fig. 17-29.

Având în vedere că semnalul de la ieșirea comparatorului este rectangular, circuitul din fig. 17-28 poate fi utilizat ca oscilator atât pentru semnale triunghiulare, cât și pentru semnale rectangulare. Dispozitivele de acest gen sunt denumite frecvent *generatoare de funcții*, deoarece realizează mai multe funcții de ieșire. Amplitudinea semnalului rectangular este determinată de excursia de tensiune de la ieșirea comparatorului, iar rezis-

FIGURA 17-28

Oscilator cu semnal triunghiular realizat cu două AO.



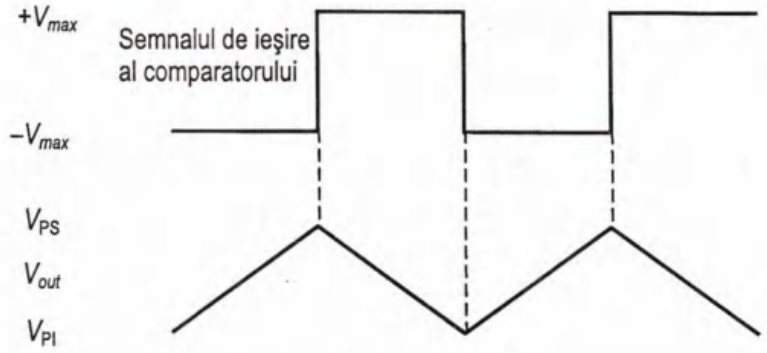


FIGURA 17-29
Formele de undă aferente circuitului din figura 17-28.

toarele R_2 și R_3 determină amplitudinea semnalului triunghiular, fixând tensiunile corespunzătoare pragurilor – superior și inferior – conform relațiilor:

$$V_{PS} = +V_{max}\left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

$$V_{PI} = -V_{max}\left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

în care tensiunile de ieșire ale comparatorului, $+V_{max}$ și $-V_{max}$, au valori egale. Frecvența celor două forme de undă depinde de constanta de timp R_1C și de rezistoarele de fixare a amplitudinii, R_2 și R_3. Variind R_1, frecvența de oscilație poate fi ajustată fără ca amplitudinea de ieșire să se modifice.

$$f_{osc} = \frac{1}{4R_1C}\left(\frac{R_2}{R_3}\right) \qquad (17\text{-}10)$$

EXEMPLUL 17-4

Determinați frecvența de oscilație a circuitului din fig. 17-30. De ce valoare trebuie ales R_1 pentru ca frecvența să devină 20 kHz?

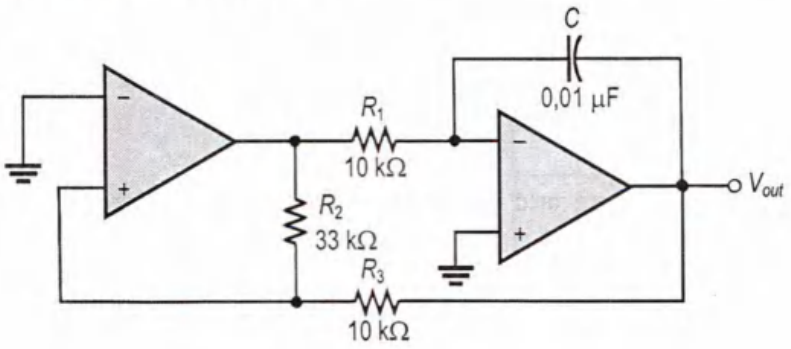


FIGURA 17-30

Rezolvare

$$f_{osc} = \frac{1}{4R_1C}\left(\frac{R_2}{R_3}\right) = \left(\frac{1}{4(10\,\text{k}\Omega)(0{,}01\,\mu\text{F})}\right)\left(\frac{33\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega}\right) = \mathbf{8{,}25\,kHz}$$

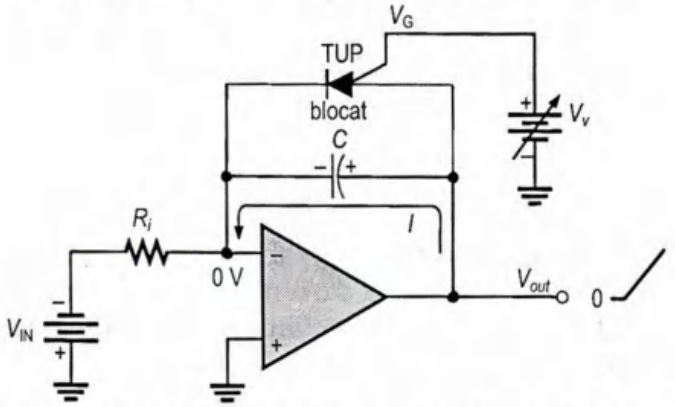
Pentru a obține f = 20 kHz:

$$R_1 = \frac{1}{4fC}\left(\frac{R_2}{R_3}\right) = \left(\frac{1}{4(20\,\text{kHz})(0{,}01\,\mu\text{F})}\right)\left(\frac{33\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega}\right) = \mathbf{4{,}13\,k\Omega}$$

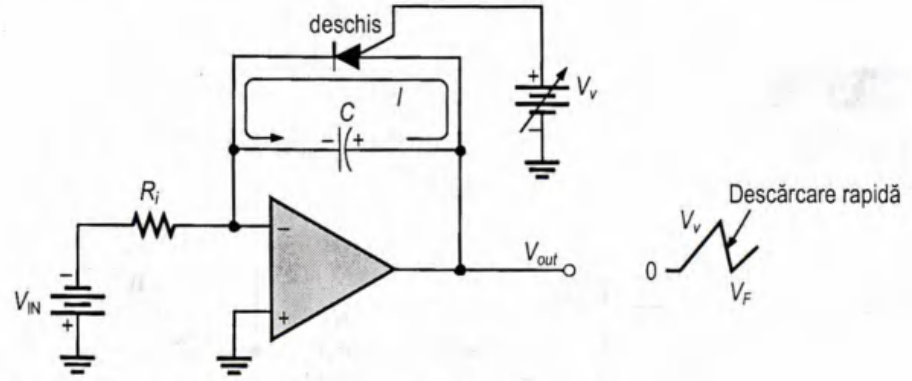
Exercițiu complementar Ce amplitudine are semnalul triunghiular din fig. 17-30 dacă nivelurile de la ieșirea comparatorului sunt de ±10 V?

Oscilator comandat în tensiune (OCT) pentru dinte de ferăstrău

Oscilatorul comandat în tensiune (OCT*) este un oscilator a cărui frecvență poate fi modificată prin varierea unei tensiuni continue de comandă. OCT pot genera atât semnale sinusoidale, cât și nesinusoidale. Un oscilator comandat în tensiune cu semnal de ieșire în dinte de ferăstrău poate fi realizat cu un circuit de integrare cu AO, pe al cărui condensator de reacție este conectat în paralel un dispozitiv de comutare (TUP) ce are rolul de a opri fiecare rampă la un nivel prestabilit, practic reinițializând circuitul. Schema electrică este prezentată în fig. 17-31(a).



(a) Inițial, condensatorul se încarcă, la ieşire începe generarea rampei, iar TUP este blocat.



(b) Condensatorul se descarcă rapid în momentul în care TUP se deschide.

FIGURA 17-31

Funcționarea oscilatorului comandat în tensiune pentru dinte de ferăstrău.

Așa cum ați învățat din capitolul 11, TUP este un tranzistor unijoncțiune programabil, având un anod, un catod și un terminal de poartă. Poarta este polarizată în permanență pozitiv față de catod. Când tensiunea anodică o depășește pe cea de poartă cu aproximativ 0,7 V, TUP se deschide și se comportă ca o diodă polarizată direct. Când tensiunea anodică scade sub acest nivel, TUP se blochează. De asemenea, curentul trebuie să aibă o valoare mai mare decât cea de menținere, pentru a păstra starea de conducție.

* În limba engleză, prescurtarea este *VCO – voltage-controlled oscillator*. (n.t.)

Oscilatorul cu semnal în dinte de ferăstrău începe să funcționeze când tensiunea continuă negativă de intrare, $-V_{IN}$, generează la ieșire o rampă ascendentă. În intervalul în care tensiunea în rampă continuă să crească, circuitul se comportă ca orice integrator obișnuit. TUP este amorsat când tensiunea de ieșire în rampă (aflată și pe anod) depășește tensiunea de poartă cu 0,7 V. Tensiunea de poartă este fixată, cu aproximație, la valoarea vârfului dintelui de ferăstrău. Când TUP se deschide, condensatorul se descarcă rapid, ca în fig. 17-31(b). El nu se descarcă însă complet, până la zero, din cauza căderii de tensiune directă de pe TUP, V_F. Descărcarea continuă până când curentul prin TUP scade sub valoarea de menținere. În acel moment, TUP se închide și condensatorul începe să se reîncarce, generând astfel la ieșire o nouă rampă de tensiune. Ciclul se reia continuu, rezultatul fiind o tensiune de ieșire în formă de dinte de ferăstrău repetat, cum se observă. Amplitudinea și perioada formei de undă pot fi modificate prin varierea tensiunii de poartă a TUP.

Frecvența de oscilație este determinată de constanta de timp R_iC a integratorului și de tensiunea de vârf fixată prin TUP. Amintiți-vă că viteza de încărcare a condensatorului este V_{IN}/R_iC. Timpul necesar condensatorului pentru a se încărca de la V_F la V_v reprezintă perioada dintelui de ferăstrău, T (timpul scurt de descărcare se neglijează).

$$T = \frac{V_v - V_F}{|V_{IN}|/R_iC}$$

Din $f = 1/T$,

$$f = \frac{|V_{IN}|}{R_iC}\left(\frac{1}{V_v - V_F}\right) \qquad (17\text{-}11)$$

EXEMPLUL 17-5

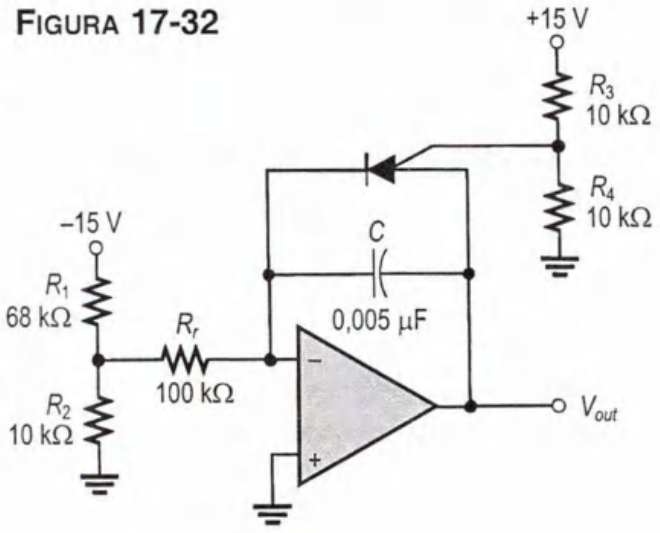
(a) Aflați amplitudinea și frecvența semnalului de ieșire în dinte de ferăstrău al circuitului din fig. 17-32. Se consideră că tensiunea directă pe TUP, V_F, este de aproximativ 1 V.

(b) Desenați forma de undă obținută la ieșire.

Rezolvare

(a) Întâi se află tensiunea pe poartă, pentru a putea stabili, cu aproximație, tensiunea la care se deschide TUP.

FIGURA 17-32



$$V_G = \frac{R_4}{R_3 + R_4}(+V) = \frac{10\,\text{k}\Omega}{20\,\text{k}\Omega}(15\,\text{V}) = 7{,}5\,\text{V}$$

Această tensiune determină, cu aproximație, valoarea maximă de la vârful dintelui de ferăstrău (neglijând cei 0,7 V).

$$V_v \cong 7{,}5\,\text{V}$$

Valoarea de vârf minimă (în punctul de jos) este:

$$V_F \cong 1\,\text{V}$$

Deci amplitudinea vârf la vârf este:

$$V_{vv} = V_v - V_F = 7{,}5\,\text{V} - 1\,\text{V} = \mathbf{6{,}5\,V}$$

Frecvența se calculează astfel:

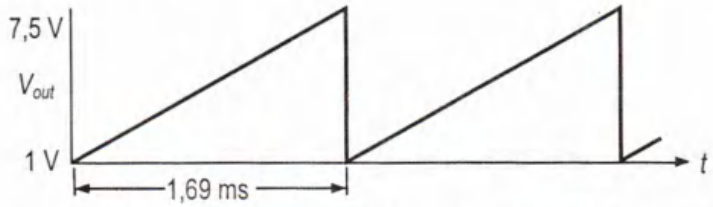
$$V_{IN} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V) = \frac{10\,\text{k}\Omega}{78\,\text{k}\Omega}(-15\,\text{V}) = -1{,}92\,\text{V}$$

$$f = \frac{|V_{IN}|}{R_i C}\left(\frac{1}{V_v - V_f}\right) = \left(\frac{1{,}92\,\text{V}}{(100\,\text{k}\Omega)(0{,}005\,\mu\text{F})}\right)\left(\frac{1}{7{,}5\,\text{V} - 1\,\text{V}}\right) = \mathbf{591\,Hz}$$

(b) Forma de undă a semnalului de ieșire este cea din fig. 17-33, iar perioada sa se calculează astfel:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{591\,\text{Hz}} = 1{,}69\,\text{ms}$$

FIGURA 17-33
Semnalul de ieşire al circuitului din fig. 17-32.



Exercițiu complementar Dacă R_i din fig. 17-32 se înlocuiește cu un rezistor de 56 kΩ, care va fi noua frecvență?

Oscilator cu semnal rectangular

Oscilatorul cu semnal rectangular din fig. 17-34 este o variantă de oscilator de relaxare deoarece funcționarea sa se bazează pe încărcarea și descărcarea unui condensator. Observați că pe intrarea inversoare a AO se aplică tensiunea de pe condensator, iar pe intrarea neinversoare se aplică o parte din semnalul de ieșire, preluată prin rezistoarele R_2 și R_3. La aplicarea tensiunii de alimentare, condensatorul nu este încărcat, deci intrarea inversoare se află la 0 V. Din această cauză, la ieșire apare nivelul maxim pozitiv, iar condensatorul începe să se încarce prin R_1, tinzând către V_{out}. Când tensiunea pe condensator (V_C) o egalează pe cea de reacție (V_r), de la intrarea neinversoare, ieșirea AO comută la nivelul maxim negativ. Din acest moment, condensatorul începe să se descarce, de la $+V_r$, tinzând către $-V_r$. Când tensiunea de pe condensator devine egală cu $-V_r$, AO comută iarăși la nivelul maxim pozitiv. Secvența se repetă, ca în fig. 17-35, obținându-se o tensiune de ieșire de formă rectangulară.

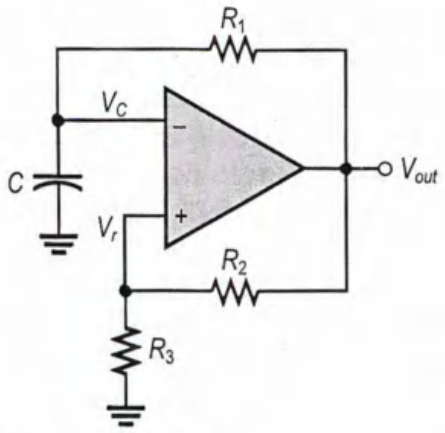


FIGURA 17-34
Oscilator de relaxare cu semnal rectangular.

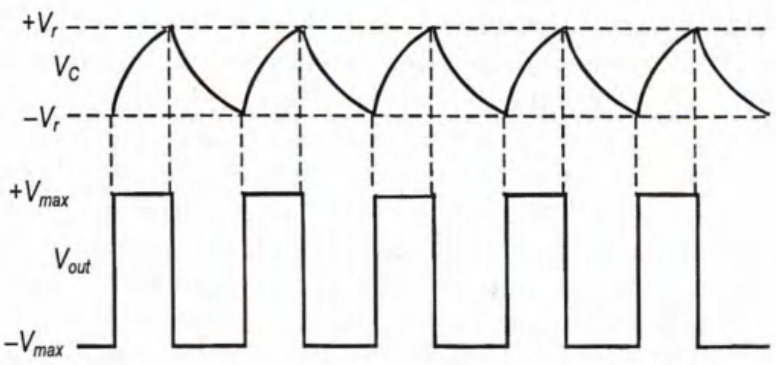


FIGURA 17-35
Forme de undă aferente oscilatorului de relaxare cu semnal rectangular.

SECȚIUNEA 17-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este OCT și ce funcție îndeplinește, în principiu?
2. Pe ce principiu funcționează un oscilator de relaxare?

17-6 CIRCUITUL DE TEMPORIZARE 555 CA OSCILATOR

Circuitul de temporizare 555 este un circuit integrat versatil, cu multe aplicații. Vom arăta aici cum se configurează CI 555 ca astabil sau multivibrator asincron, practic – oscilator cu semnal rectangular. Este prezentată, de asemenea, utilizarea acestui circuit ca oscilator comandat în tensiune (OCT).

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să utilizați circuitul de temporizare 555 într-o aplicație, ca oscilator

- Să explicați ce este CI 555
- Să prezentați funcționarea ca astabil a CI 555
- Să explicați cum se folosește CI 555 ca OCT

Circuitul de temporizare 555 constă, în principal, din două comparatoare, un circuit basculant, un tranzistor de descărcare și un divizor de tensiune rezistiv, cum arată figura 17-36. Circuitul basculant (multivibrator bistabil) este un dispozitiv digital pe care este posibil să nu îl cunoașteți, în afara cazului în care ați studiat deja circuitele digitale. Pe scurt, este un dispozitiv caracterizat de două stări, a cărui ieșire se poate afla fie la un nivel de tensiune superior (în starea *S*, de la *set*), fie la unul inferior (în starea *R*, de la *reset*). Starea ieșirii poate fi modificată prin aplicarea la intrare a unor semnale corespunzătoare.

Divizorul de tensiune rezistiv servește la stabilirea nivelurilor de tensiune ale comparatoarelor. Toate cele trei rezistoare au valori egale; prin urmare, comparatorul din

partea superioară are ca referință $2/3V_{CC}$, iar cel din partea inferioară are referința de $1/3V_{CC}$. Semnalele de ieșire din comparatoare comandă starea circuitului basculant. Când tensiunea pragului inferior scade sub $1/3\ V_{CC}$, circuitul basculant trece în starea *S*, iar la ieșire se regăsește nivelul de tensiune superior. Intrarea pentru pragul superior este, în mod normal, conectată la un circuit *RC* exterior de temporizare. Când tensiunea de pe condensatorul exterior depășește $2/3V_{CC}$, comparatorul din partea superioară determină trecerea circuitului basculant în starea *R*, ceea ce determină comutarea ieșirii la nivelul inferior. Atunci când semnalul de ieșire are nivelul inferior, tranzistorul de descărcare (T_d) se deschide, creând o cale pentru descărcarea rapidă a condensatorului exterior de temporizare. Acest mod de funcționare permite circuitului 555 să fie configurat, împreună cu diverse componente exterioare, ca oscilator, ca astabil sau ca element de întârziere.

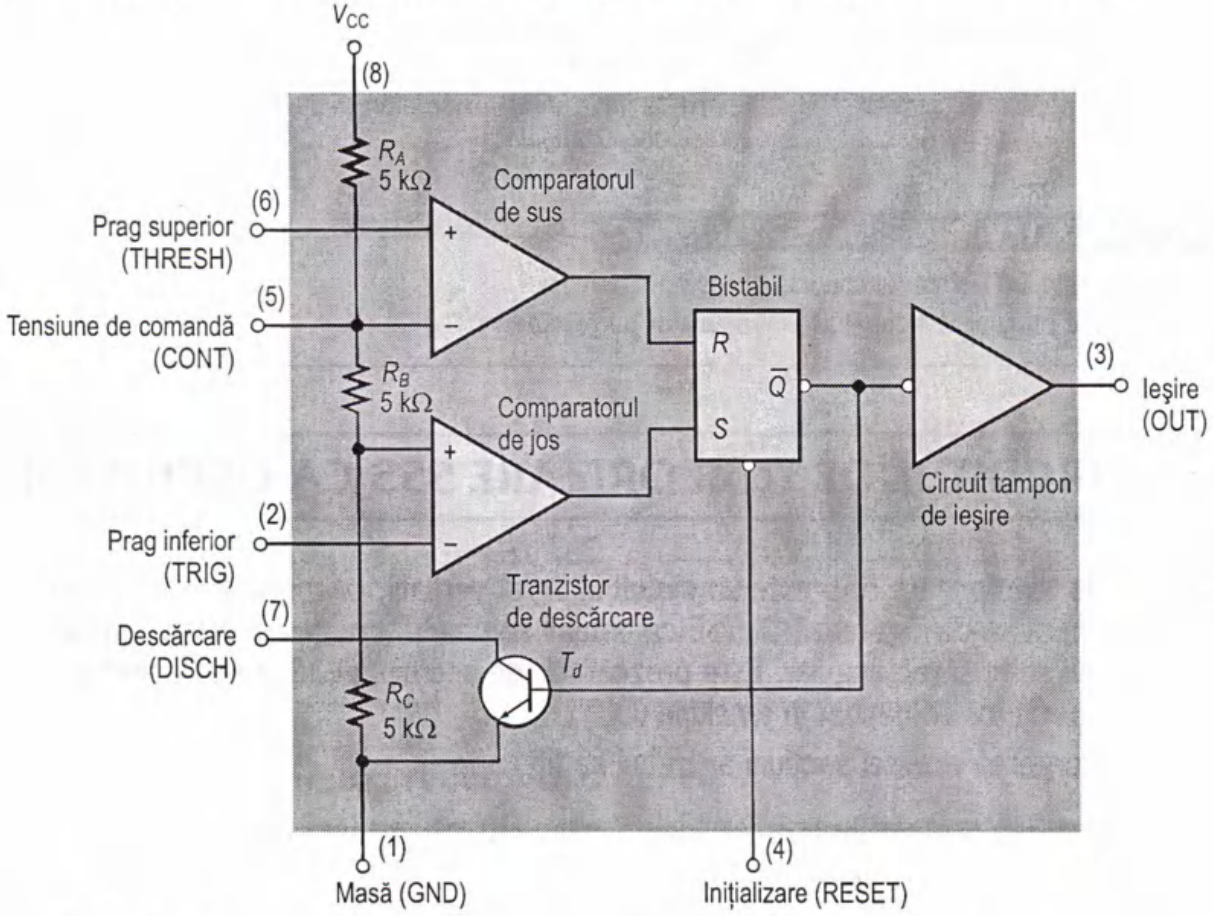


FIGURA 17-36

Schema internă a circuitului de temporizare integrat 555 (numerotarea pinilor este specificată în paranteze).

Funcționarea ca astabil

În fig. 17-37 este prezentat un CI 555 conectat astfel încât să funcționeze ca oscilator nesinusoidal asincron (multivibrator astabil). Remarcați că intrarea pentru pragul superior (THRESH) este acum conectată la cea aferentă pragului inferior (TRIG). Componentele exterioare R_1, R_2 și C_{ext} formează circuitul de temporizare care stabilește frecvența de oscilație. Condensatorul de 0,01 μF conectat la intrarea de comandă (CONT) este utilizat exclusiv pentru decuplare, neavând nici un alt rol în funcționare; în unele cazuri poate lipsi.

Inițial, la conectarea la tensiunea de alimentare, condensatorul C_{ext} este descărcat, deci tensiunea pragului inferior (pinul 2) este de 0 V. Din această cauză, ieșirea comparatorului din partea de jos se află la nivelul superior, iar cea a comparatorului din partea de sus, la nivelul inferior, ceea ce impune un nivel inferior la ieșirea circuitului basculant și deci și în baza tranzistorului T_d, care rămâne închis. Apoi, C_{ext} începe să se încarce prin R_1 și R_2, ca în fig. 17-38. Când, pe condensator, tensiunea ajunge la $1/3V_{CC}$, ieșirea comparatorului de jos comută la nivelul inferior, iar când tensiunea de pe condensator atinge $2/3V_{CC}$, ieșirea comparatorului de sus comută la nivelul superior. În această situație, circuitul basculant trece în starea R, iar pe baza tranzistorului T_d ajunge tensiunea de nivel mare, care îl deschide. Ca urmare, condensatorul se poate descărca prin R_2 și pe calea oferită de tranzistorul deschis, cum arată desenul. Condensatorul începe deci să se descarce, provocând scăderea tensiunii de pe comparatorul de sus. Când tensiunea de pe condensator a scăzut până la $1/3V_{CC}$, ieșirea comparatorului de jos comută la nivelul superior, activând intrarea S a circuitului basculant; tensiunea din baza tranzistorului ajunge la nivelul inferior și T_d se închide. Începe un alt ciclu de încărcare și procesul se reia. Se obține un semnal de ieșire rectangular, al cărui factor de umplere depinde de R_1 și R_2. Formula frecvenței de oscilație este:

$$f_{osc} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C_{ext}} \qquad (17\text{-}12)$$

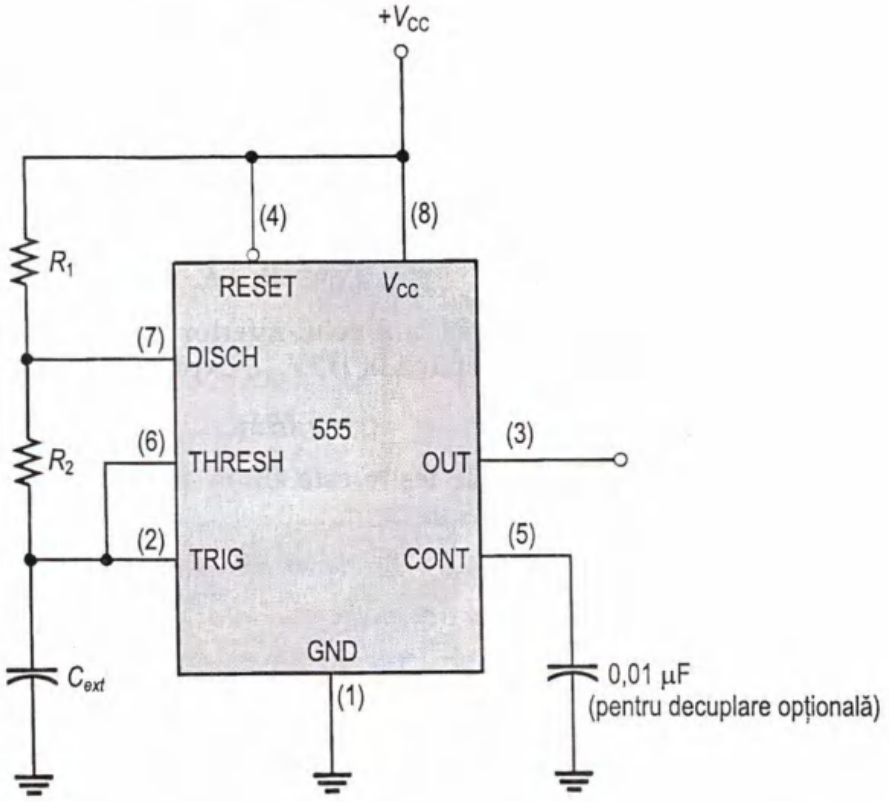


FIGURA 17-37
CI 555 conectat ca multivibrator astabil.

Prin alegerea adecvată a valorilor R_1 și R_2 se poate modifica factorul de umplere al semnalului de ieșire. Deoarece C_{ext} se încarcă prin $R_1 + R_2$ și se descarcă numai prin R_2, se poate realiza, cu aproximație, un factor de umplere de minimum 50%, cu condiția $R_2 >> R_1$, astfel ca duratele de încărcare și de descărcare să fie aproximativ egale.

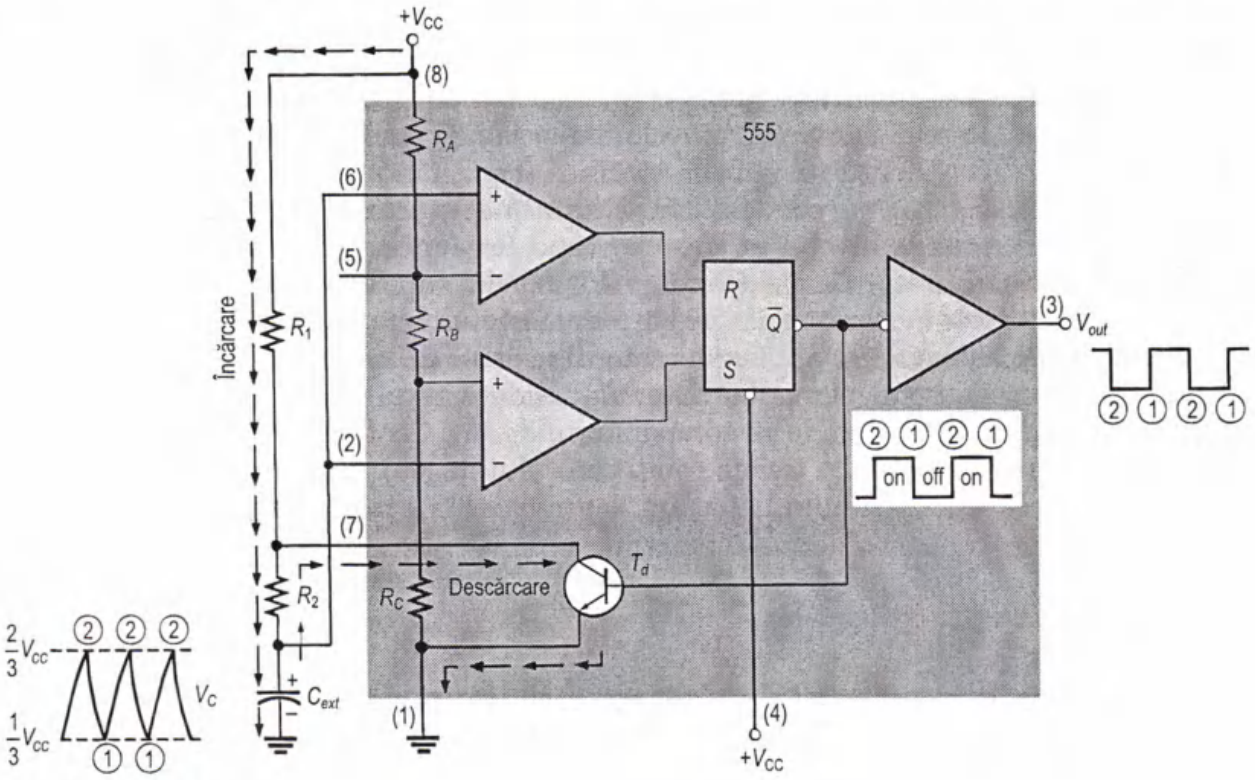


FIGURA 17-38

Funcționarea ca astabil a CI 555.

Iată cum se deduce formula factorului de umplere. Timpul în care ieșirea se află la nivelul superior (t_S) este timpul de încărcare a condensatorului C_{ext} de la $1/3V_{CC}$ până la $2/3V_{CC}$. Expresia lui este:

$$t_S = 0,693(R_1 + R_2)C_{ext}$$

Timpul în care ieșirea se află la nivelul inferior (t_I) este timpul de descărcare a condensatorului C_{ext} de la $2/3V_{CC}$ până la $1/3V_{CC}$. Expresia lui este:

$$t_I = 0,693R_2C_{ext}$$

Perioada T a semnalului de ieșire este suma dintre t_S și t_I. Expresia perioadei este inversul expresiei (17-12), a frecvenței f.

$$T = t_S + t_I = 0,693(R_1 + 2R_2)C_{ext}$$

În fine, factorul de umplere are expresia:

$$\text{Factorul de umplere} = \frac{t_S}{T} = \frac{t_S}{t_S + t_I}$$

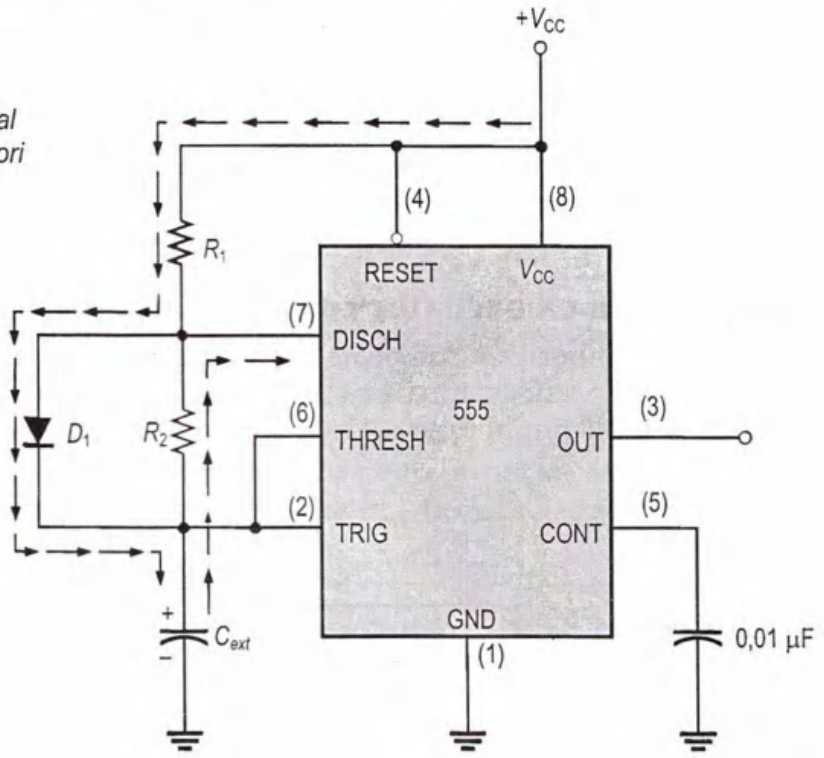
$$\text{Factorul de umplere} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \times 100\% \qquad (17\text{-}13)$$

Pentru realizarea unor factori de umplere sub 50% trebuie modificat circuitul din fig. 17-37 astfel încât C_{ext} să se încarce numai prin R_1 și să se descarce prin R_2. Practic, se conectează o diodă, D_1, ca în fig. 17-39. Factorul de umplere poate lua valori sub 50% dacă se alege R_1 mai mică decât R_2. În acest caz, formula factorului de umplere devine:

$$\text{Factorul de umplere} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times 100\% \qquad (17\text{-}14)$$

FIGURA 17-39

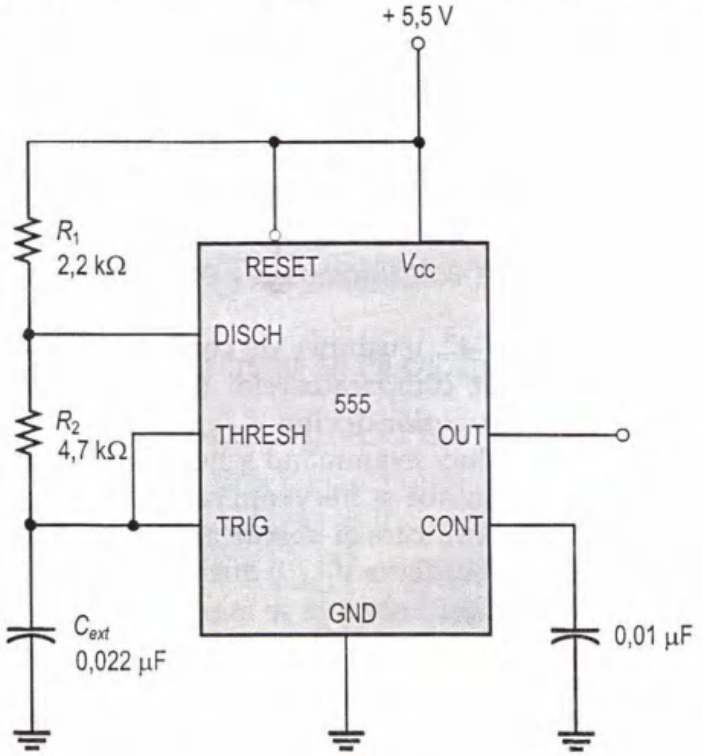
Adăugarea diodei D_1 permite scăderea factorului de umplere al semnalului de ieşire până la valori sub 50%, cu condiția $R_1 < R_2$.



EXEMPLUL 17-6

În fig. 17-40 este prezentat un circuit de temporizare 555, configurat pentru a funcționa ca astabil (oscilator). Determinați frecvența semnalului de ieșire și factorul de umplere.

FIGURA 17-40



Rezolvare

$$f_{osc} = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C_{ext}} = \frac{1{,}44}{(2{,}2\,\text{k}\Omega + 9{,}4\,\text{k}\Omega)0{,}22\,\mu\text{F}} = \mathbf{5{,}64\,kHz}$$

$$\text{Factorul de umplere} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \times 100\% = \frac{2{,}2\,\text{k}\Omega + 4{,}7\,\text{k}\Omega}{2{,}2\,\text{k}\Omega + 9{,}4\,\text{k}\Omega} \times 100\% = \mathbf{59{,}5\%}$$

Exercițiu complementar Determinați factorul de umplere pentru circuitul din fig. 17-40, dacă în paralel cu R_2 se conectează o diodă ca în fig. 17-39.

Funcționarea ca oscilator comandat în tensiune (OCT)

Circuitul de temporizare 555 poate fi configurat pentru a funcționa ca OCT utilizându-se aceleași conexiuni exterioare ca pentru configurația de astabil, cu excepția faptului că la intrarea CONT (pinul 5) se aplică o tensiune variabilă de comandă, ca în fig. 17-41.

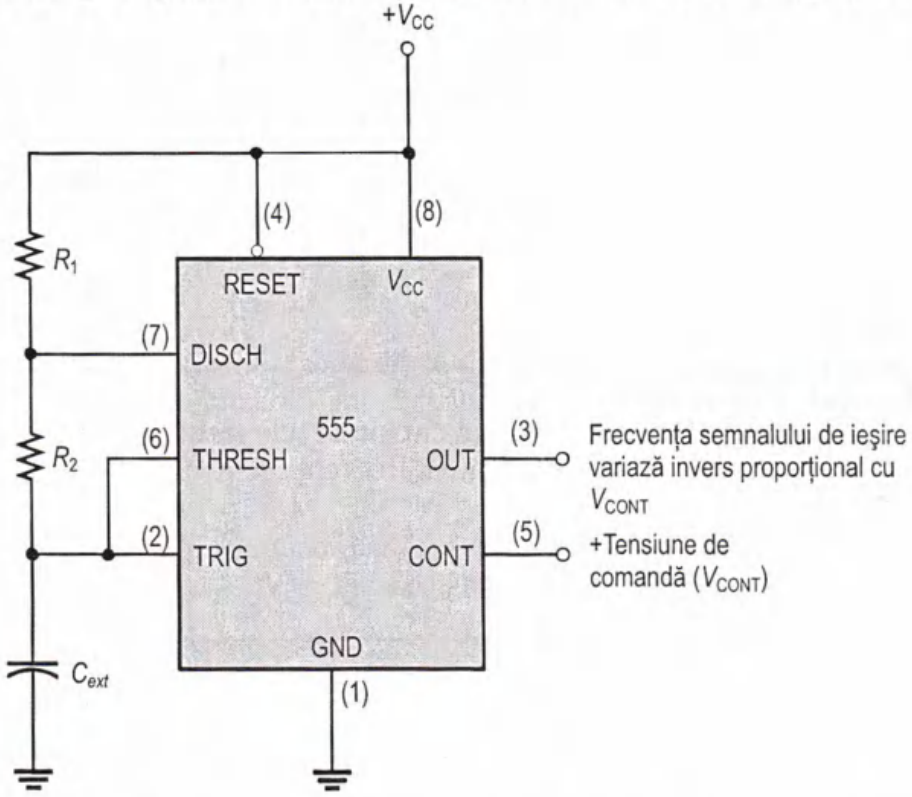


FIGURA 17-41
CI 555 conectat ca oscilator comandat în tensiune (OCT). Observați că pe pinul 5 se aplică tensiunea variabilă de comandă.

Așa cum ilustrează figura 7-42, tensiunea de comandă (V_{CONT}) modifică valorile de prag, de 1/3 V_{CC} și 2/3 V_{CC}, ale comparatoarelor interne. Când se aplică tensiunea de comandă, tensiunea pragului superior devine V_{CONT}, iar cea a pragului inferior va fi de $1/2V_{CONT}$, după cum puteți deduce examinând schema internă a CI 555. Dacă tensiunea de comandă se modifică, se schimbă și frecvența semnalului de ieșire. Creșterea V_{CONT} duce la creșterea timpului de încărcare și descărcare a condensatorului exterior, determinând micșorarea frecvenței. Scăderea V_{CONT} duce la scăderea timpului de încărcare și descărcare a condensatorului, deci frecvența se mărește.

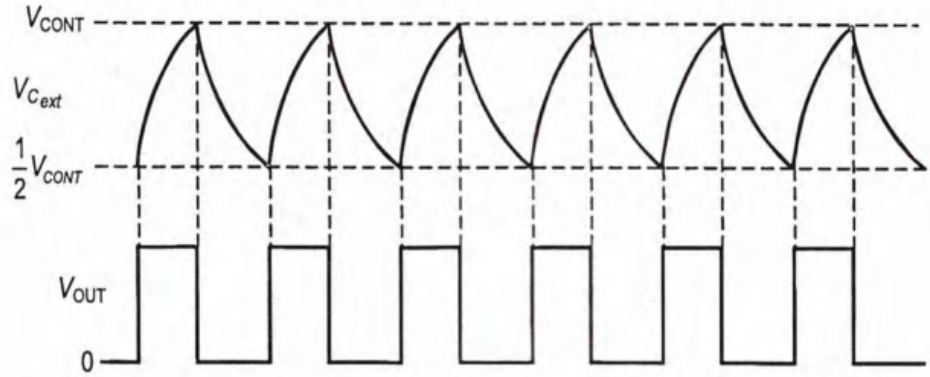


FIGURA 17-42

Frecvența semnalului de ieşire al OCT variază invers proporțional cu V_{CONT} deoarece timpul de încărcare şi descărcare a condensatorului C_{ext} depinde direct de tensiunea de comandă.

O aplicație interesantă a OCT o constituie circuitele PLL*, folosite în diverse tipuri de receptoare de comunicații pentru a urmări variațiile de frecvență ale semnalelor recepționate. Veți afla principiul de funcționare al circuitelor PLL în cadrul secțiunii următoare.

SECȚIUNEA 17-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Enumerați cele cinci elemente de bază din structura CI 555.
2. Dacă un circuit de temporizare 555 este configurat ca multivibrator astabil, cum se determină factorul de umplere?

17-7 CIRCUITUL PLL

Circuitul PLL este un circuit electronic de reacție, fiind format dintr-un detector de fază, un filtru trece-jos şi un oscilator comandat în tensiune (OCT). El are însuşirea de a urmări sau de a se sincroniza cu un semnal primit. Când faza se modifică – semn că frecvența semnalului primit variază – tensiunea de ieşire a detectorului de fază (tensiunea de eroare) crește sau scade astfel încât frecvența oscilatorului să fie egală cu cea a semnalului primit. Circuitele PLL se aplică pe scară largă în sistemele de comunicații, dintre care amintim: receptoare TV, demodulatoare MF, modemuri, echipamente de telemetrie şi decodoare de ton.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați concepția de bază a circuitului PLL

- ► Să prezentați, în principiu, funcționarea unui circuit PLL, referindu-vă la benzile de urmărire şi de captură, inclusiv anumite considerații asupra frecvenței
- ► Să explicați în ce cazuri un circuit PLL urmărește sau nu faza şi să comentați semnificația acestui lucru

* *Phase-locked loop* – buclă cu calare (blocare) de fază. (n.t.)

Principiul de funcționare

Vom descrie modul general de funcționare a circuitului PLL cu ajutorul schemei bloc din fig. 17-43. În absența semnalului de intrare, tensiunea de eroare, V_e, este zero, iar frecvența f_o a oscilatorului comandat în tensiune (OCT) este numită *frecvență liberă* sau *centrală*. Dacă la intrare se aplică un semnal, detectorul de fază compară faza și frecvența semnalului de intrare cu frecvența OCT și generează tensiunea de eroare V_e. Aceasta este proporțională cu diferența de fază și de frecvență dintre frecvența semnalului primit și frecvența OCT. Tensiunea de eroare are componente egale cu suma și, respectiv, diferența celor două frecvențe comparate. Filtrul trece-jos permite doar trecerea componentei diferență a frecvențelor, V_d, care are frecvența cea mai joasă dintre cele două componente. Acest semnal este amplificat și readus la OCT ca tensiune de comandă, V_{CONT}. Tensiunea de comandă impune modificarea frecvenței OCT în sensul micșorării diferenței dintre frecvența semnalului primit, f_i, și frecvența OCT, f_o. Când f_i și f_o au valori suficient de apropiate, caracteristica de reacție a PLL determină „prinderea" sau „calarea" frecvenței OCT pe cea a semnalului primit. O dată realizat acest lucru, frecvența OCT rămâne egală cu cea a semnalului primit, între ele continuând să existe doar o mică diferență de fază, ϕ, necesară pentru ca PLL să poată menține aceste condiții.

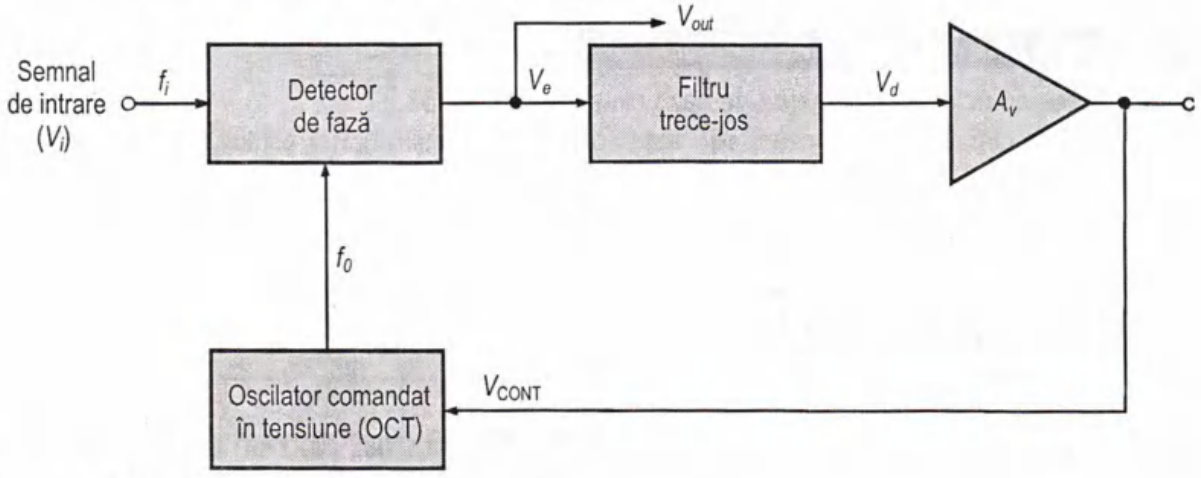


FIGURA 17-43

Schema bloc de principiu a circuitului PLL.

Banda de urmărire După ce PLL a „prins" frecvența semnalului primit, urmărește variațiile acesteia. Frecvențele pentru care PLL poate funcționa în acest mod formează *banda de urmărire* sau *de reținere*. Banda de urmărire se exprimă, de obicei, ca procent din frecvența OCT.

Banda de captură Frecvențele pentru care PLL poate realiza „prinderea" pe semnalul primit formează *banda de captură*. Și acest parametru este exprimat, de obicei, ca procent din f_o.

Frecvențele sumă și diferență Detectorul de fază funcționează ca un circuit de înmulțire, generând semnalele sumă și diferență dintre frecvența f_i, a semnalului primit, și frecvența f_o, a OCT. Reprezentarea matematică a acestei operații poate clarifica înțelegerea ei. De la studiul teoriei circuitelor de c.a., să ne amintim că o tensiune sinusoidală poate fi exprimată sub forma:

$$v = V_v \sin 2\pi ft$$

unde V_v este valoarea de vârf, f este frecvența, iar t este timpul. Utilizând această formă, tensiunea semnalului primit, v_i, și tensiunea OCT, v_o, se exprimă astfel:

$$v_i = V_{iv} \sin 2\pi f_i t$$
$$v_o = V_{ov} \sin 2\pi f_o t$$

Când aceste două semnale se înmulțesc în detectorul de fază, produsul de la ieșire arată astfel:

$$V_{out} = V_{iv} V_{ov} (\sin 2\pi f_i t)(\sin 2\pi f_o t)$$

Aplicând identitatea trigonometrică:

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

expresiei precedente pentru V_{out}, rezultă:

$$V_{out} = \frac{V_{iv} V_{ov}}{2}\left[\cos(2\pi f_i t - 2\pi f_o t) - \cos(2\pi f_i t + 2\pi f_o t)\right]$$
$$V_{out} = \frac{V_{iv} V_{ov}}{2}\cos 2\pi (f_i - f_o)t - \frac{V_{iv} V_{ov}}{2}\cos 2\pi (f_i + f_o)t$$

Este clar că V_{out} a detectorului de fază are o componentă diferență de frecvențe $(f_i - f_o)$ și o componentă sumă de frecvențe $(f_i + f_o)$. Această situație este ilustrată în fig. 17-44 printr-o diagramă spectrală. Fiecare linie verticală reprezintă frecvența unui anumit semnal, iar înălțimea liniilor este amplitudinea lui, A.

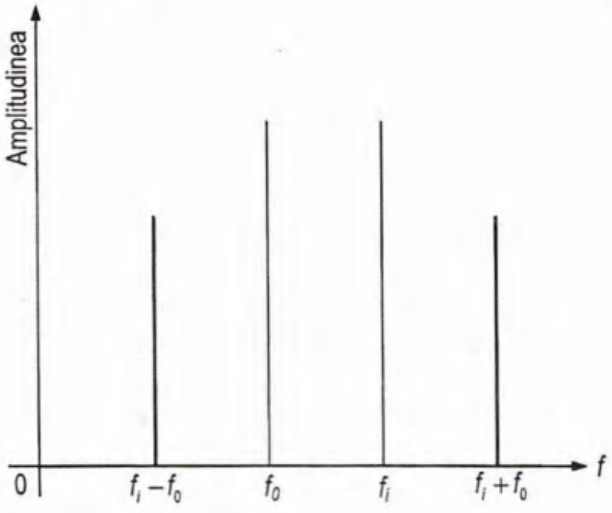


FIGURA 17-44
Spectrul de frecvențe al detectorului de fază.

EXEMPLUL 17-7

Unui detector de fază i se aplică un semnal cu frecvența f_i de 10 kHz și unul cu frecvența f_o de 8 kHz. Calculați frecvențele sumă și diferență.

Rezolvare

$$f_i + f_o = 10\,\text{kHz} + 8\,\text{kHz} = \mathbf{18\,kHz}$$
$$f_i - f_o = 10\,\text{kHz} - 8\,\text{kHz} = \mathbf{2\,kHz}$$

Exercițiu complementar Dacă frecvențele sumă și diferență sunt de 30 kHz și, respectiv, 6 kHz, ce valori au f_i și f_o?

Condiția de urmărire a frecvenței

Când PLL lucrează în urmărire, frecvența OCT este egală cu frecvența semnalului primit ($f_o = f_i$). Ca atare, frecvența diferență este $f_o - f_i = 0$. Frecvența zero semnifică existența unei componente continue. Filtrul trece-jos suprimă frecvența sumă ($f_i + f_o$) și permite numai trecerea componentei continue (cu frecvența 0), care este amplificată și returnată la OCT. Când PLL urmărește frecvența semnalului primit, componenta diferență a celor două frecvențe este totdeauna continuă, deci întotdeauna poate străbate filtrul; rezultă că banda de urmărire nu depinde de lățimea de bandă a filtrului trece-jos. Cele expuse sunt ilustrate în fig. 17-45.

FIGURA 17-45

Când circuitul PLL urmărește frecvența semnalului primit, frecvența diferență este 0, deci trece prin filtru. Banda de urmărire nu depinde de lățimea de bandă a filtrului.

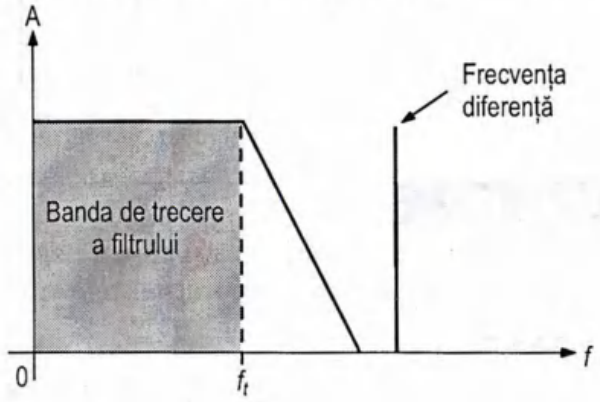
Cazul în care PLL nu urmărește frecvența

În cazul în care PLL nu „a prins" încă frecvența semnalului primit, detectorul de fază continuă să genereze frecvențele sumă și diferență. Este însă posibil ca frecvența diferență să nu se încadreze în banda de trecere a filtrului trece-jos și atunci nu va fi returnată la OCT, așa cum ilustrează fig. 17-46. OCT își păstrează frecvența centrală (liberă) atâta timp cât se menține situația descrisă.

Când frecvența semnalului primit se apropie ca valoare de cea a OCT, frecvența componentei diferență, generată de detectorul de fază, scade și, la un moment dat, se înscrie în banda de trecere a filtrului, îl străbate și modifică frecvența OCT în sensul apropierii de cea primită. La stabilirea egalității între cele două frecvențe, PLL începe să lucreze în urmărire.

FIGURA 17-46

Când PLL nu urmărește frecvența semnalului primit, frecvența diferență se poate situa în afara benzii de trecere.



SECȚIUNEA 17-7 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt principalele blocuri componente ale unui circuit PLL?
2. Arătați care este rolul unui circuit PLL.

17-8 APLICAȚIE PRACTICĂ

Întreprinderea la care lucrați a lansat în fabricație o gamă de instrumente electronice de măsură. Dumneavoastră ați fost numit responsabil pentru generatorul de funcții – aparat ce furnizează semnale sinusoidale, rectangulare și triunghiulare.

Principiul de funcționare al aparatului

Generatorul de funcții este un aparat electronic ce produce fie un semnal sinusoidal, fie unul rectangular sau triunghiular, în funcție de ceea ce se selectează prin comutatoarele de pe panoul frontal, prezentat în fig. 17-47. Frecvența formei de undă selectate poate fi reglată, de la mai puțin de 1 Hz până la peste 80 kHz, utilizând comutatoarele de game și butonul rotativ. Amplitudinea de ieșire poate fi fixată la valori de până la aproximativ +10 V, de la butonul corespunzător de pe panoul frontal. De asemenea, orice decalaj de c.c. poate fi anulat de la butonul marcat DC OFFSET.

Schema bloc a generatorului de funcții este prezentată în fig. 17-48. Principiul de realizare al aparatului în discuție este foarte simplu. Oscilatorul generează o tensiune sinusoidală care se aplică unui detector de zero (comparator), care produce un semnal

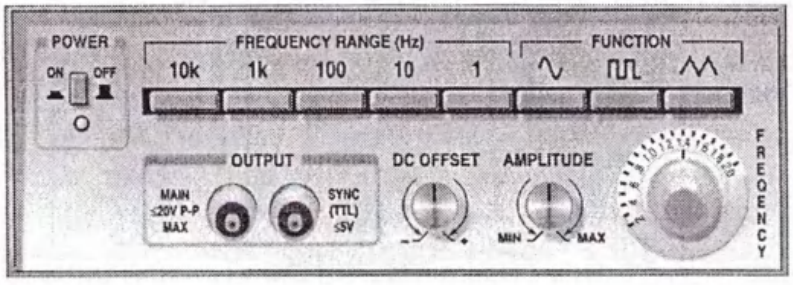


FIGURA 17-47
Panoul frontal al generatorului de funcții.

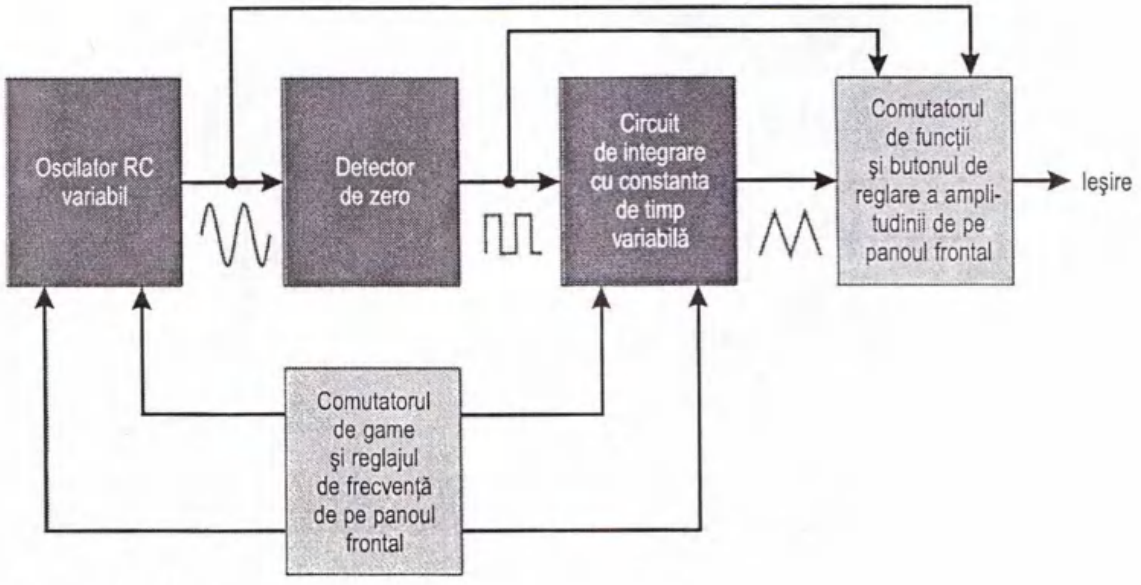


FIGURA 17-48
Schema bloc a generatorului de funcții.

rectangular cu frecvența egală cu cea a oscilatorului. Semnalul de ieșire al detectorului de zero se aplică unui integrator, care furnizează la ieșire un semnal triunghiular, cu aceeași frecvență ca semnalul de ieșire al oscilatorului. Tipul de formă de undă se selectează de la comutatorul de funcții de pe panoul frontal. Frecvența se fixează de la comutatoarele de game și de la butonul rotativ aferente frecvenței, iar amplitudinea – de la butonul marcat AMPLITUDE, toate situate pe același panou frontal.

Schema electrică a generatorului de funcții este cea din fig. 17-49, în care casetele hașurate reprezintă componentele montate pe panoul frontal. Frecvența oscilatorului sinusoidal se fixează prin selectarea a două dintre cele zece condensatoare (C_1 ... C_{10}) din circuitul de reacție al oscilatorului. Aceste condensatoare implementează cele cinci game de frecvențe marcate pe panoul frontal în dreptul comutatoarelor prin care se stabilește factorul de multiplicare al valorii fixate de la butonul rotativ corespunzător. Reglarea

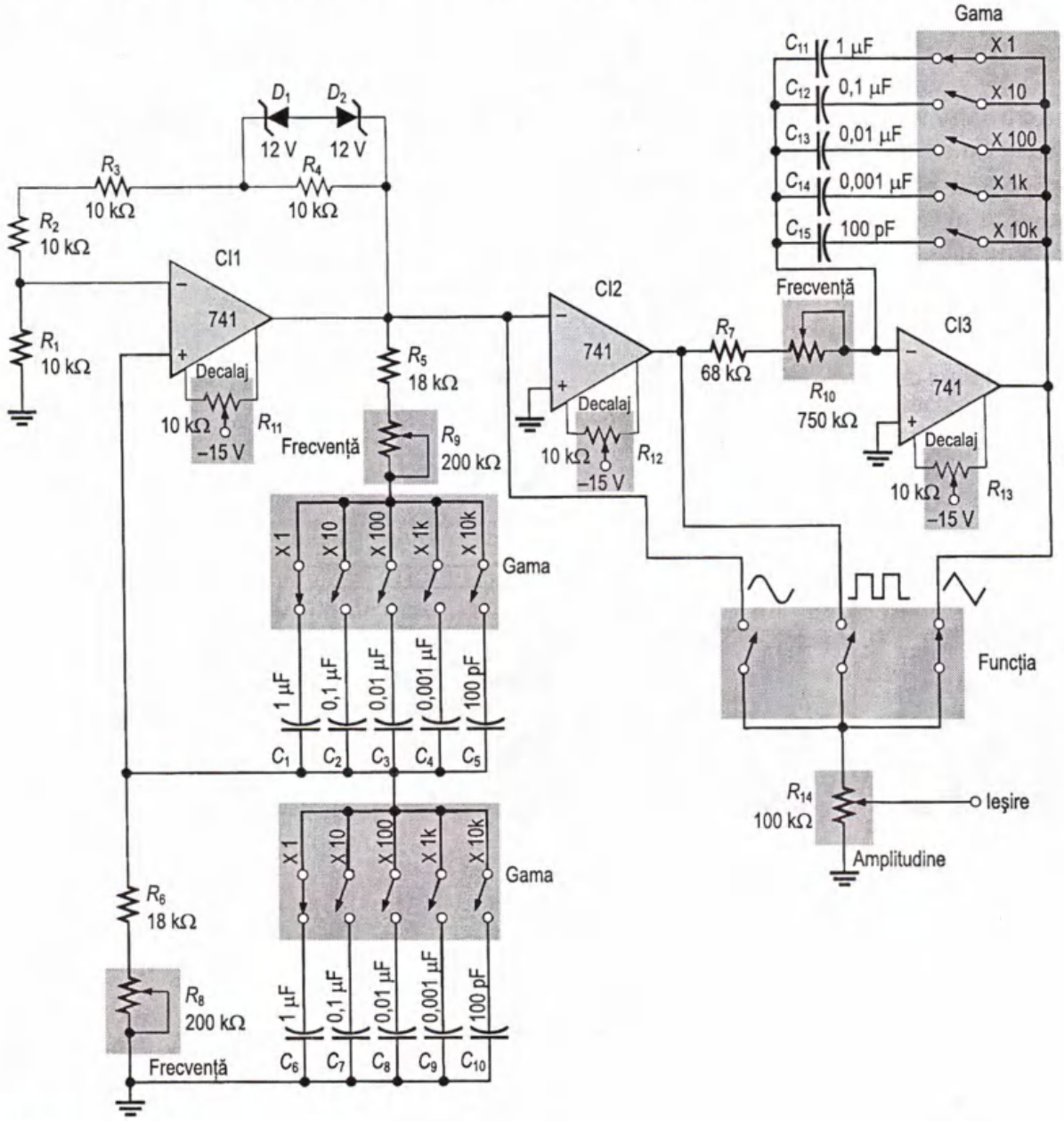


FIGURA 17-49

Schema electrică a generatorului de funcții.

frecvenței în fiecare gamă se efectuează variind valorile rezistoarelor R_8 și R_9 din circuitul de reacție al oscilatorului.

Constanta de timp a circuitului de integrare se reglează, în concordanță cu gama de frecvențe aleasă, prin selectarea condensatorului corespunzător (C_{11} ...C_{15}) și prin reglarea rezistorului R_{10}. Rezistoarele R_9, R_8 și R_{10} sunt potențiometre montate pe același ax, astfel că rezistențele lor pot fi variate simultan de la butonul rotativ de fixare a frecvenței. De exemplu, dacă s-a selectat comutatorul marcat „1 k", iar butonul de fixare a frecvenței este în poziția 5, frecvența semnalului de ieșire, de oricare dintre cele trei forme, este de 1 kHz x 5 = 5 kHz.

Cartelele cu circuitul generatorului de funcții

- Verificați corectitudinea asamblării cartelelor din fig. 17-50 făcând comparația cu schema din fig. 17-49. Pe spatele ambelor cartele se află mai multe conexiuni, orificiile corespunzătoare acestora fiind aliniate orizontal.
- Marcați pe desenul cartelelor, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.
- Alcătuiți o listă de conexiuni în care să arătați ce borne de pe cele două cartele trebuie interconectate, respectiv de pe fiecare cartelă și bornele componentelor de pe panoul frontal.

Circuitul generatorului de funcții

- Determinați frecvența maximă a oscilatorului pentru fiecare comutator de gamă (x 1, x 10, x 100, x 1 k, x 10 k). Se poate selecta numai câte un set format din trei comutatoare, corespunzând unei anumite game. Există un set de comutatoare pentru x 1, un set pentru x 10 ș.a.m.d.
- Determinați frecvența minimă a oscilatorului pentru fiecare comutator de gamă.
- Determinați, cu aproximație, valoarea vârf la vârf a tensiunii de ieșire pentru fiecare funcție. Tensiunile de alimentare cu c.c. sunt de +15 V și –15 V.

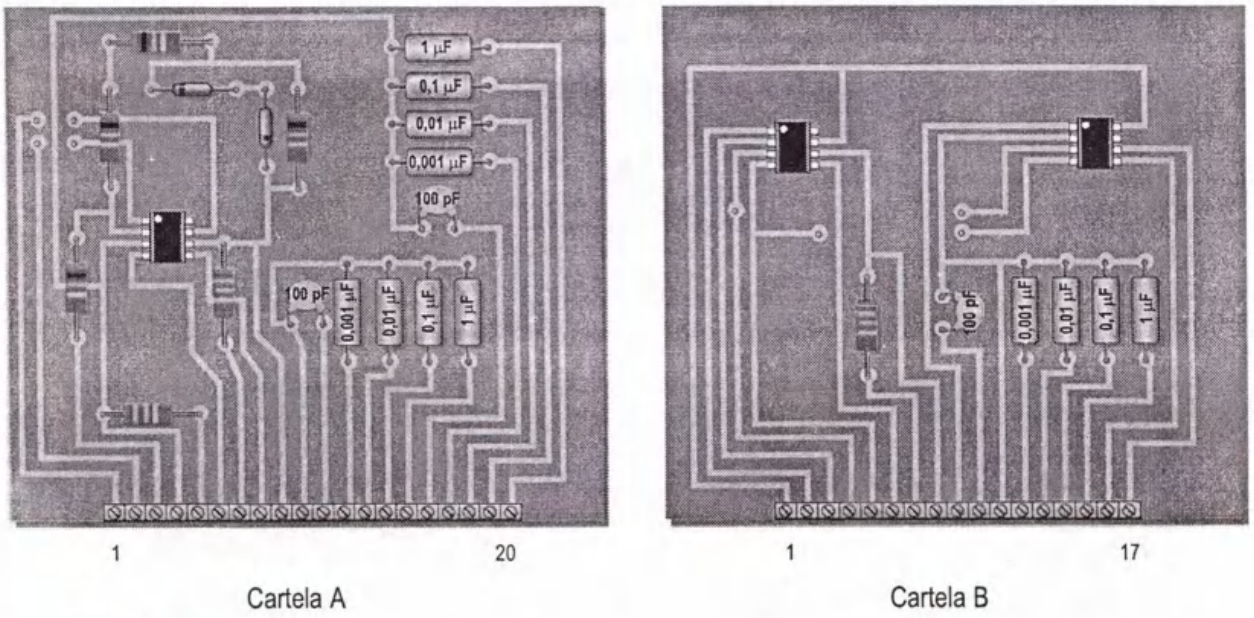


FIGURA 17-50

Cartelele cu circuitul generatorului de funcții.

Metoda de testare

Elaborați o metodă generală conform căreia să se facă testarea minuțioasă a generatorului de funcții.

Depanarea

Pornind de la rezultatele prezentate în fig. 17-51, obținute în urma testării a patru aparate defecte, stabiliți, în fiecare caz, care sunt defectele cele mai probabile.

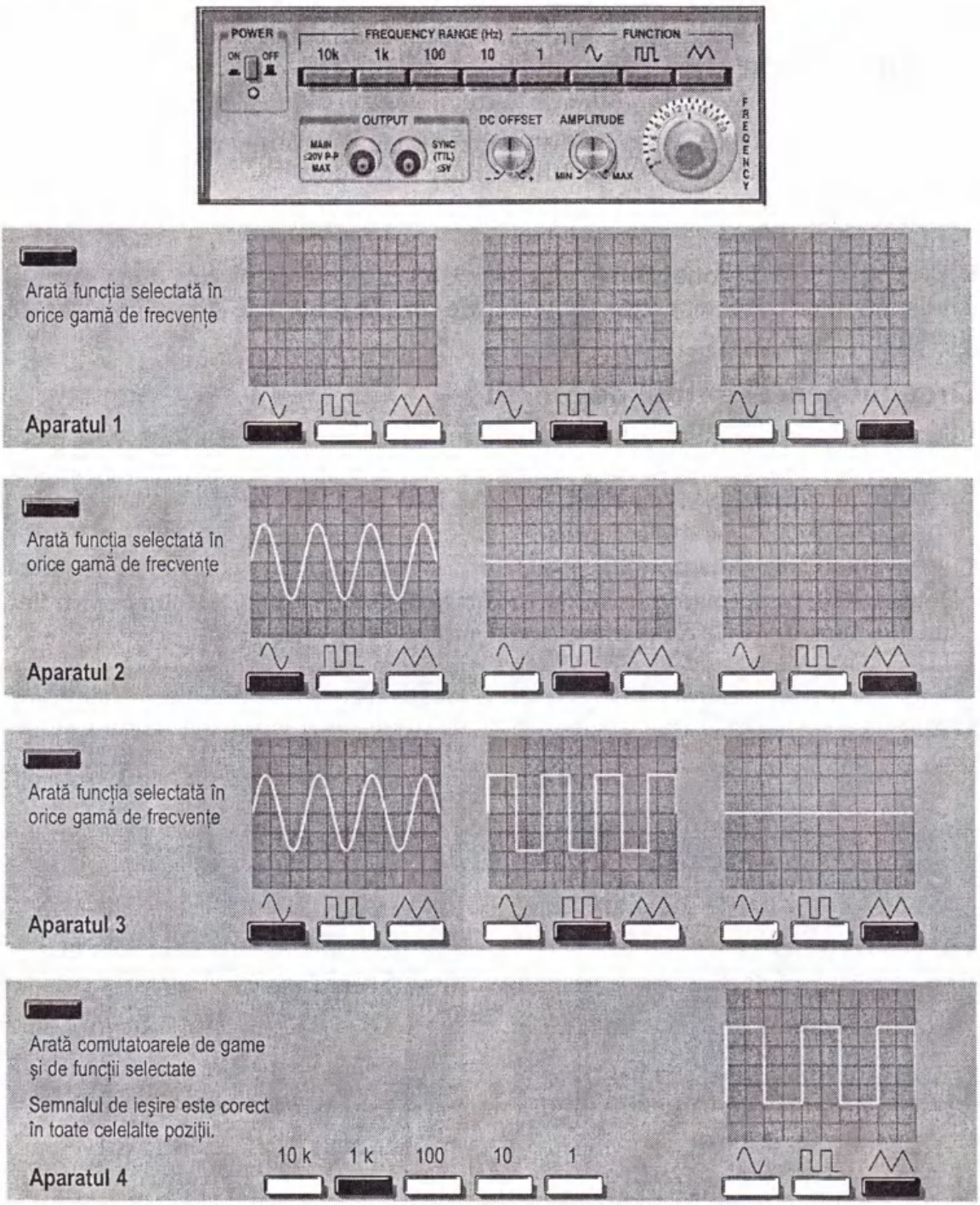


FIGURA 17-51

Rezultatele testării a patru aparate defecte. Pe ecranul osciloscopului apare, în fiecare caz, tensiunea de ieșire.

Documentul final

În final, întocmiți un document asupra cartelei ce conține circuitul generatorului de funcții, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitului.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitului.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista tipurilor de problemelor întâlnite la cele patru aparate defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Oscilatoarele sinusoidale funcționează cu reacție pozitivă.

■ Cele două condiții impuse reacției pozitive sunt: defazajul de-a lungul buclei de reacție să fie de 0° și câștigul în tensiune de-a lungul buclei de reacție să fie egal cu 1.

■ Pentru amorsare, câștigul în tensiune de-a lungul buclei de reacție trebuie să fie mai mare ca 1.

■ Dintre oscilatoarele *RC* sinusoidale fac parte: oscilatorul cu punte Wien, oscilatorul cu însumare de fază și oscilatorul în dublu T.

■ Dintre oscilatoarele *LC* sinusoidale fac parte oscilatoarele: Colpitts, Clapp, Hartley, Armstrong și oscilatorul comandat cu cristal.

■ La oscilatorul Colpitts, semnalul de reacție se culege de pe un divizor de tensiune capacitiv, inclus în circuitul *LC*.

■ Oscilatorul Clapp este o variantă a oscilatorului Colpitts, în serie cu bobina adăugându-se un condensator.

■ La oscilatorul Hartley, semnalul de reacție se culege de pe un divizor de tensiune inductiv, inclus în circuitul *LC*.

■ La oscilatorul Armstrong, semnalul de reacție se culege printr-un transformator de cuplaj.

■ Cele mai stabile oscilatoare sunt cele cu cristal.

■ Frecvența unui oscilator comandat în tensiune (OCT) poate fi variată prin intermediul unei tensiuni continue de comandă.

■ Circuitul de temporizare 555 este un circuit integrat ce poate fi folosit ca oscilator, pe lângă celelalte numeroase aplicații ale sale.

■ Un circuit PLL poate „prinde" și urmări un semnal cu frecvența variabilă.

GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Cristal Dispozitiv cu cuarț care funcționează pe principiul efectului piezo-electric și prezintă proprietăți de rezonanță foarte stabile.

Efect piezo-electric Proprietate a unor cristale datorită căreia o presiune mecanică variabilă dezvoltă o tensiune la extremitățile cristalului.

Oscilator Circuit electronic ce funcționează cu reacție pozitivă, generând la ieșire un semnal variabil în timp, fără aplicarea unui semnal exterior de intrare.

Reacție pozitivă Aducerea la intrare a unei părți din semnalul de ieșire în așa fel încât acesta să fie potențat și întreținut.

■ FORMULE DE BAZĂ

(17-1) $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{3}$ — Atenuarea circuitului de reacție pozitivă al punții Wien

(17-2) $f_{rez} = \frac{1}{2\pi RC}$ — Frecvența de rezonanță a punții Wien

(17-3) $A_r = \frac{1}{29}$ — Atenuarea introdusă de circuitul de reacție al oscilatorului cu însumare de fază

(17-4) $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$ — Frecvența oscilatorului cu însumare de fază

(17-5) $f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$ — Frecvența de oscilație aproximativă pentru configurațiile Colpitts, Clapp și Hartley

(17-6) $A_v = \frac{C_1}{C_2}$ — Câștigul amplificatorului din oscilatorul Colpitts

(17-7) $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$ — Frecvența de oscilație pentru configurația Colpitts

(17-8) $A_v > \frac{L_2}{L_1}$ — Câștigul de autoamorsare al oscilatorului Hartley

(17-9) $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{pr}C_1}}$ — Frecvența de oscilație pentru configurația Armstrong

(17-10) $f_{osc} = \frac{1}{4R_1C}\left(\frac{R_2}{R_3}\right)$ — Frecvența oscilatorului cu semnal triunghiular

(17-11) $f = \frac{|V_{IN}|}{R_iC}\left(\frac{1}{V_v - V_F}\right)$ — Frecvența OCT cu semnal în dinte de ferăstrău

(17-12) $f_{osc} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C_{ext}}$ — Frecvența CI 555 în configurație de astabil

(17-13) Factorul de umplere $= \dfrac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \times 100\%$ — La 555 în configurație de astabil

(17-14) Factorul de umplere $= \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \times 100\%$ — La 555 în configurație de astabil (factor de umplere < 50%)

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. Un oscilator se deosebește de un amplificator prin faptul că:
   (a) are câștigul mai mare (b) nu necesită semnal de intrare
   (c) nu necesită alimentare cu c.c. (d) are totdeauna același semnal de ieșire
2. Toate oscilatoarele au la bază:
   (a) o reacție pozitivă (b) o reacție negativă
   (c) efectul piezo-electric (d) un câștig mare
3. Una dintre condițiile de oscilație este:
   (a) defazaj de 180° de-a lungul buclei de reacție
   (b) câștig de 1/3 de-a lungul buclei de reacție
   (c) defazaj de 0° de-a lungul buclei de reacție
   (d) câștig subunitar de-a lungul buclei de reacție
4. Cealaltă condiție de oscilație este:
   (a) câștig nul de-a lungul buclei de reacție
   (b) câștig unitar de-a lungul buclei de reacție
   (c) atenuare de 1/3 a circuitului de reacție
   (d) circuit de reacție capacitiv
5. Un oscilator are A_v = 50. Atenuarea introdusă de circuitul de reacție trebuie să fie de:
   (a) 1 (b) 0,01 (c) 10 (d) 0,02
6. Pentru amorsarea corectă a oscilațiilor, câștigul de-a lungul buclei de reacție trebuie să fie inițial:
   (a) 1 (b) subunitar (c) supraunitar (d) egal cu A_r
7. La un oscilator cu punte Wien, dacă se micșorează rezistențele din circuitul de reacție pozitivă, frecvența:
   (a) scade (b) crește (c) rămâne aceeași
8. Circuitul de reacție pozitivă al unui oscilator cu punte Wien este:
   (a) un circuit *RL* (b) un circuit *LC*
   (c) un divizor de tensiune (d) o rețea Wien
9. Un oscilator cu însumare de fază are:
   (a) trei circuite *RC* (b) trei circuite *LC*
   (c) un circuit în T (d) un circuit în Π
10. Numele Colpitts, Clapp și Hartley aparțin unor:
    (a) tipuri de oscilatoare *RC* (b) inventatori ai tranzistoarelor
    (c) tipuri de oscilatoare *LC* (d) tipuri de filtre

11. Un oscilator a cărui frecvență poate fi modificată prin intermediul unei tensiuni continue variabile se numește:
    (a) oscilator cu cristal (b) OCT
    (c) oscilator Armstrong (d) dispozitiv piezo-electric
12. Un oscilator cu cristal este, în primul rând:
    (a) economic (b) fiabil (c) stabil (d) utilizabil la frecvențe înalte
13. Funcționarea unui oscilator de relaxare se bazează pe:
    (a) încărcarea și descărcarea unui condensator
    (b) un circuit acordat cu selectivitate foarte bună
    (c) o tensiune de alimentare foarte stabilă
    (d) consum mic de putere
14. Care dintre termenii următori *nu* desemnează o intrare sau o ieșire a circuitului de temporizare 555?
    (a) Prag superior (b) Tensiune de comandă (c) Tact
    (d) Prag inferior (e) Descărcare (f) R (reset)
15. Tipul de circuit capabil să urmărească sau să se sincronizeze cu un semnal primit se numește:
    (a) multivibrator astabil (b) multivibrator monostabil
    (c) circuit PLL (d) detector de fază

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 17-1 Oscilatorul

1. Ce tip de semnal de intrare necesită un oscilator?
2. Care sunt principalele elemente ale circuitului unui oscilator?

Secțiunea 17-2 Principiile oscilatorului

3. Dacă blocul de amplificare al unui oscilator are câștigul în tensiune de 75, ce atenuare trebuie introdusă de circuitul de reacție pentru întreținerea oscilațiilor?
4. Descrieți la modul general modificările ce trebuie aduse oscilatorului din problema 3 pentru ca aplicarea tensiunii de alimentare să determine amorsarea oscilațiilor.

Secțiunea 17-3 Oscilatoare cu circuite de reacție RC

5. Frecvența de rezonanță a unei rețele Wien este de 3,5 kHz. Care este valoarea eficace a tensiunii ei de ieșire dacă la intrare se aplică un semnal având frecvența de rezonanță și valoarea eficace de 2,2 V?
6. Calculați frecvența de rezonanță a unei rețele Wien cu următoarele componente: $R_1 = R_2 = 6{,}2\ \text{k}\Omega$ și $C_1 = C_2 = 0{,}02\ \mu\text{F}$.
7. Determinați valoarea R_2 astfel încât circuitul din fig. 17-52 să oscileze. Se neglijează rezistența în conducție directă a diodelor Zener.
8. Arătați ce rol are R_3 din fig. 17-52.
9. Care este câștigul în buclă închisă inițial al circuitului din fig. 17-52? La ce valoare a tensiunii de ieșire se modifică A_{cl} și care este noua valoare a câștigului? (R_2 are valoarea calculată la problema 7.)

10. Aflați frecvența de oscilație a oscilatorului cu punte Wien din fig. 17-52.

11. Ce valoare trebuie să aibă R_r din fig. 17-53? Cât este f_{osc}?

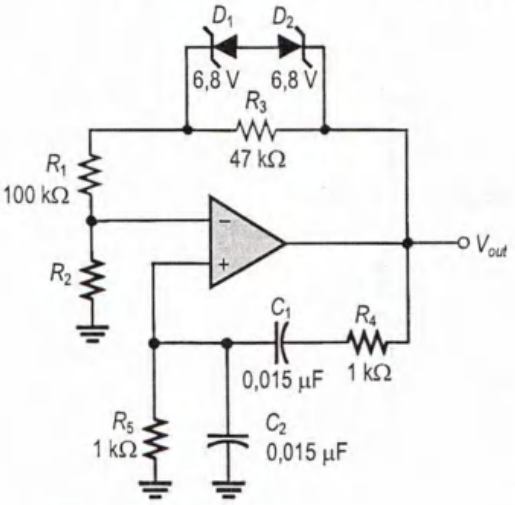


FIGURA 17-52

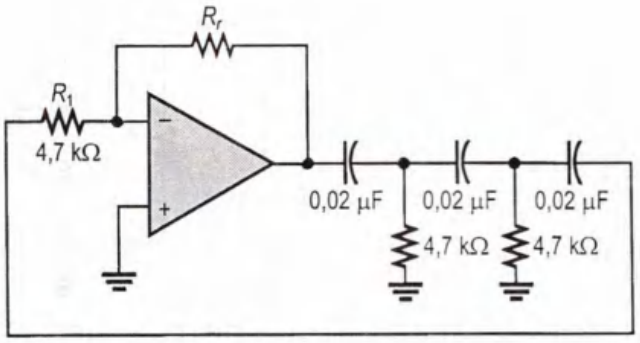
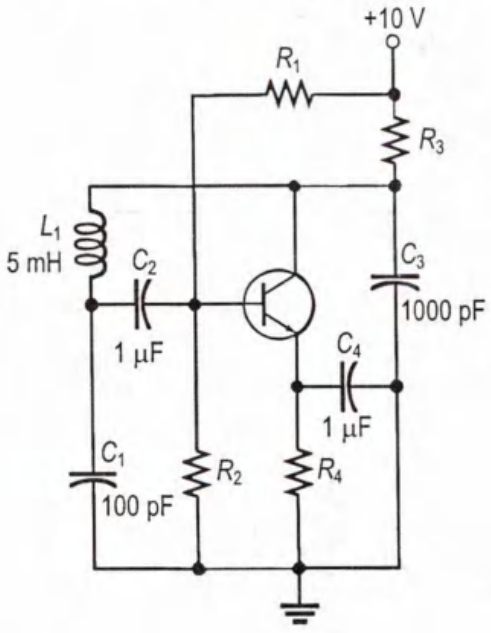


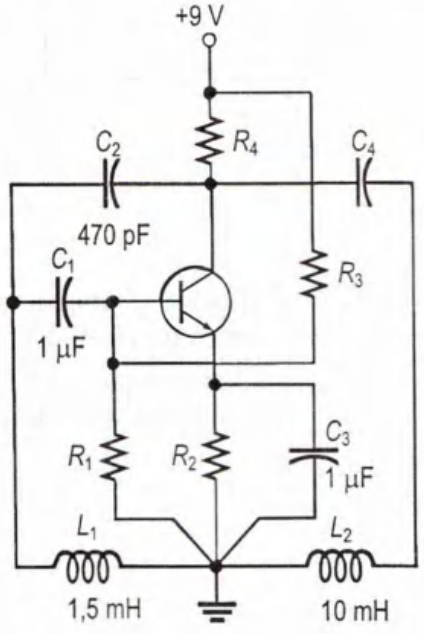
FIGURA 17-53

Secțiunea 17-4 Oscilatoare cu circuite de reacție LC

12. Calculați frecvențele de oscilație ale circuitelor din fig. 17-54 și numiți tipul fiecărui circuit. În ambele cazuri se consideră $Q > 10$.



(a)

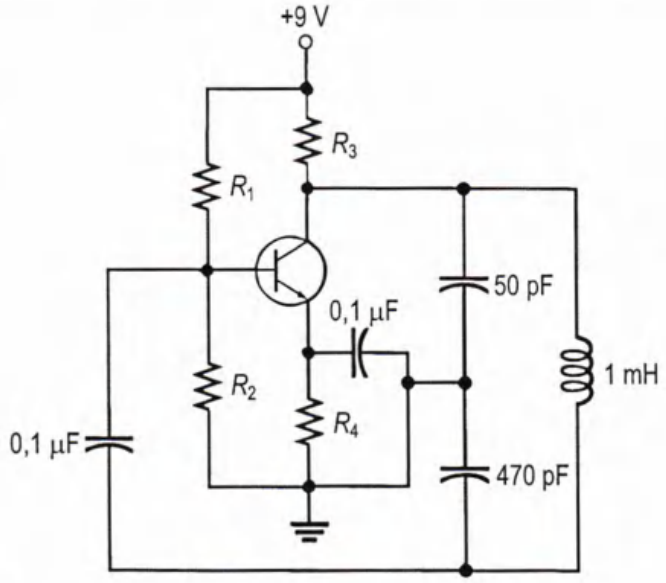


(b)

FIGURA 17-54

13. Determinați ce câștig trebuie să aibă etajul de amplificare din fig. 17-55 pentru ca oscilațiile să fie întreținute.

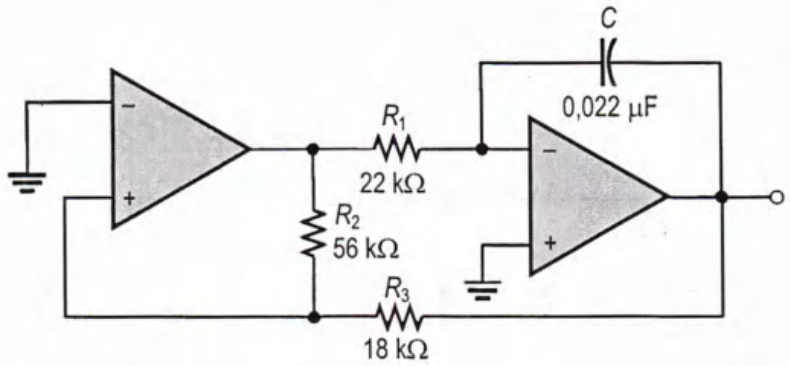
FIGURA 17-55



Secțiunea 17-5 Oscilatoare nesinusoidale

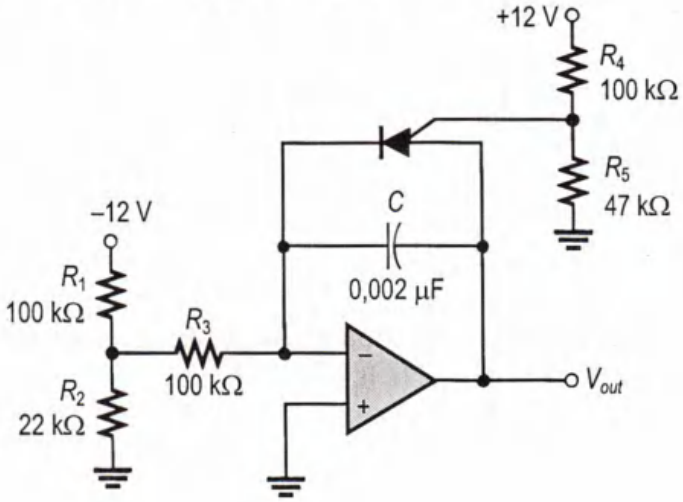
14. Ce tip de semnal produce circuitul din fig. 17-56? Determinați frecvența semnalului de ieșire.

FIGURA 17-56



15. Arătați cum poate fi modificată frecvența oscilatorului din fig. 17-56 astfel încât noua valoare să fie de 10 kHz.
16. Determinați amplitudinea și frecvența tensiunii de ieșire a circuitului din fig. 17-57. Căderea de tensiune directă pe TUP este de 1 V.

FIGURA 17-57

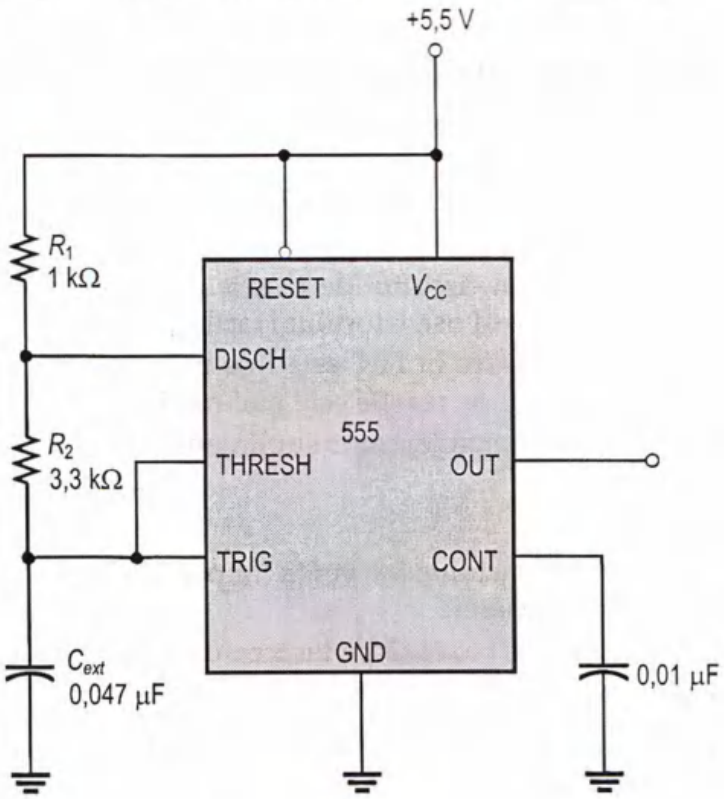


17. Modificați schema generatorului de semnal în dinte de ferăstrău din fig. 17-57 astfel ca tensiunea lui de ieșire vârf la vârf să fie de 4 V.
18. Un generator de semnal în dinte de ferăstrău are următorii parametri: V_{IN} = 3 V, R = 4,7 kΩ, C = 0,001 μF. Determinați tensiunea lui de ieșire vârf la vârf știind că perioada este de 10 μs.

Secțiunea 17-6 Circuitul de temporizare 555 ca oscilator

19. Care sunt cele două tensiuni de referință aferente comparatoarelor dintr-un circuit de temporizare 555, dacă V_{CC} = 10 V?
20. Determinați frecvența oscilatorului realizat cu CI 555 ca astabil, din fig. 17-58.
21. Ce valoare ar trebui să aibă C_{ext} din fig. 17-58 pentru a se obține frecvența de 25 kHz?
22. Un CI 555 în configurație de astabil are rezistorul exterior R_1 = 3,3 kΩ. Ce valoare trebuie să aibă R_2 pentru ca factorul de umplere să fie de 75%?

FIGURA 17-58



Secțiunea 17-7 Circuitul PLL

23. Banda de urmărire a unui circuit PLL este de ±15% din frecvența centrală. Determinați frecvențele maximă și minimă pentru care circuitul rămâne în urmărire, dacă f_o = 50 kHz.
24. Detectorului de fază dintr-un circuit PLL i se aplică un semnal cu f_o de 15 kHz și unul cu f_i de 7,5 kHz. Calculați frecvențele sumă și diferență.
25. Unui circuit PLL i se aplică un semnal sinusoidal cu valoarea de vârf de 50 mV și frecvența de 25 kHz. Ce frecvență are OCT când PLL lucrează în urmărire?

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 17-1

1. Un oscilator este un circuit care generează la ieșire o formă de undă repetitivă atunci când la intrare i se aplică numai o tensiune continuă de alimentare.
2. Reacție pozitivă
3. Circuitul de reacție introduce atenuarea și defazajul.

Secțiunea 17-2

1. De-a lungul buclei închise, defazajul trebuie să fie zero, iar câștigul în tensiune să fie unitar.
2. Reacția pozitivă reprezintă aducerea la intrarea amplificatorului a unei părți din semnalul de ieșire astfel ca acesta să se autopotențeze.
3. Câștig în tensiune supraunitar

Secțiunea 17-3

1. Bucla de reacție negativă stabilește câștigul în buclă închisă; bucla de reacție pozitivă stabilește frecvența de oscilație.
2. 1,67 V
3. Fiecare dintre cele trei circuite *RC* contribuie cu câte 60°.

Secțiunea 17-4

1. Divizorul de tensiune din circuitul de reacție este capacitiv în cazul oscilatorului Colpitts și inductiv în cazul oscilatorului Hartley.
2. Cu cât impedanța de intrare în FET este mai mare, cu atât neadaptarea de impedanță cu circuitul acordat de reacție este mai mică.
3. Oscilatorul Clapp are un condensator suplimentar în serie cu bobina din circuitul de reacție.

Secțiunea 17-5

1. Oscilator comandat în tensiune; frecvența lui poate fi variată prin intermediul unei tensiuni continue de comandă.
2. Oscilatorul de relaxare se bazează pe încărcarea și descărcarea unui condensator.

Secțiunea 17-6

1. Două comparatoare, un circuit basculant, un tranzistor de descărcare și un divizor de tensiune rezistiv.
2. Valoarea rezistoarelor exterioare determină factorul de umplere.

Secțiunea 17-7

1. Blocurile dintr-un circuit PLL sunt: detectorul de fază, OCT, filtrul trece-jos și amplificatorul.
2. PLL păstrează sincronizarea cu un semnal primit (îl urmărește).

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

17-1 Se înlocuiesc diodele Zener cu unele de 6,1 V.

17-2 **(a)** 238 kΩ **(b)** 7,92 kHz

17-3 7,24 kHz

17-4 6,06 V vârf la vârf

17-5 1,06 kHz

17-6 31,9%

17-7 f_i = 18 kHz și f_o = 12 kHz

CAPITOLUL 18

Stabilizatoare de tensiune

Conținutul capitolului

18-1 Stabilizarea tensiunii
18-2 Stabilizatoare serie elementare
18-3 Stabilizatoare paralel elementare
18-4 Stabilizatoare în comutație elementare
18-5 Stabilizatoare de tensiune integrate
18-6 Aplicații ale stabilizatoarelor de tensiune integrate
18-7 Aplicație practică

Obiectivele capitolului

- Introducerea conceptului de stabilizare a tensiunii
- Prezentarea principiilor stabilizării de tensiune serie
- Prezentarea principillor stabilizării de tensiune paralel
- Prezentarea principiilor stabilizării în comutație
- Prezentarea stabilizatoarelor de tensiune integrate
- Prezentarea câtorva aplicații cu stabilizatoare de tensiune integrate

Introducere

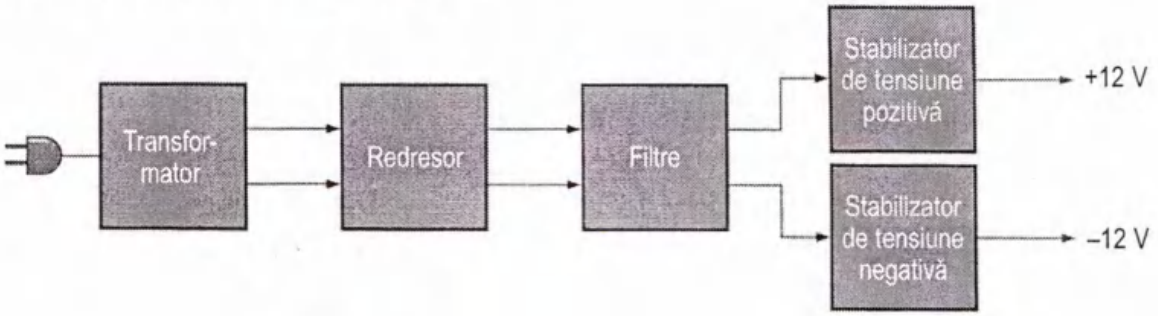
Stabilizatoarele de tensiune furnizează la ieșire o tensiune continuă constantă, practic independentă de tensiunea de intrare, de curentul de ieșire în sarcină și de temperatură. Stabilizatoarele de tensiune constituie unul dintre blocurile componente ale surselor de alimentare. Tensiunea de intrare în stabilizator este tensiunea de ieșire, filtrată, a unui redresor alimentat în c.a. sau, în cazul aparatelor portabile, provine de la o baterie.

Majoritatea stabilizatoarelor de tensiune se încadrează în două mari categorii: liniare și în comutație. Stabilizatoarele liniare sunt, la rândul lor, de două tipuri: serie și paralel. În mod normal, ele sunt realizate fie pentru tensiuni pozitive, fie pentru tensiuni negative. Stabilizatoarele duble au o ieșire pentru tensiunea pozitivă și alta pentru tensiunea negativă. Stabilizatoarele în comutație pot fi: ridicătoare de tensiune, coborâtoare de tensiune și inversoare de polaritate.

Există multe tipuri de stabilizatoare sub formă de circuite integrate (CI). Cele mai utilizate dintre stabilizatoarele liniare sunt stabilizatoarele cu trei terminale și tensiune fixă și cele cu trei terminale și tensiune reglabilă. Și stabilizatoarele în comutație se folosesc frecvent. În capitolul de față vom prezenta câteva circuite integrate tipice, reprezentative pentru multitudinea de dispozitive disponibile.

Aplicația practică

Pentru alimentarea receptorului MF din capitolul 16 se va utiliza o sursă cu polaritate dublă. Tensiunea pozitivă, necesară circuitelor receptorului, și tensiunea dublă pentru alimentarea AO se obțin de la două stabilizatoare, unul pentru tensiunea pozitivă și celălalt pentru tensiunea negativă.



18-1 STABILIZAREA TENSIUNII

Două mari categorii de stabilizare a tensiunii sunt stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare* și stabilizarea în raport cu variația sarcinii. În primul caz, tensiunea de ieșire este menținută aproximativ constantă când tensiunea de intrare variază. În cel de-al doilea caz, tensiunea de ieșire este menținută aproximativ constantă când sarcina variază.**

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să explicați conceptul de stabilizare a tensiunii

- ▶ Să explicați stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare
- ▶ Să calculați stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare
- ▶ Să explicați stabilizarea în raport cu variația sarcinii
- ▶ Să calculați stabilizarea în raport cu variația sarcinii

Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare

Rolul unui **stabilizator** de tensiune este acela de a menține la ieșirea lui o tensiune aproximativ constantă atunci când tensiunea continuă de intrare (de alimentare) variază, cum ilustrează fig. 18-1. Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare poate fi definită ca variația procentuală a tensiunii de ieșire la o variație dată a tensiunii de intrare (alimentare). Amintiți-vă, din capitolul 3, că, raportat la o plajă de valori a tensiunii de intrare, stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare se exprimă procentual prin formula:

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare} = \left(\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}\right)100\%$$

* *Line regulation*, în limba engleză. (n.t.)

** *Load regulation*, în limba engleză. (n.t.)

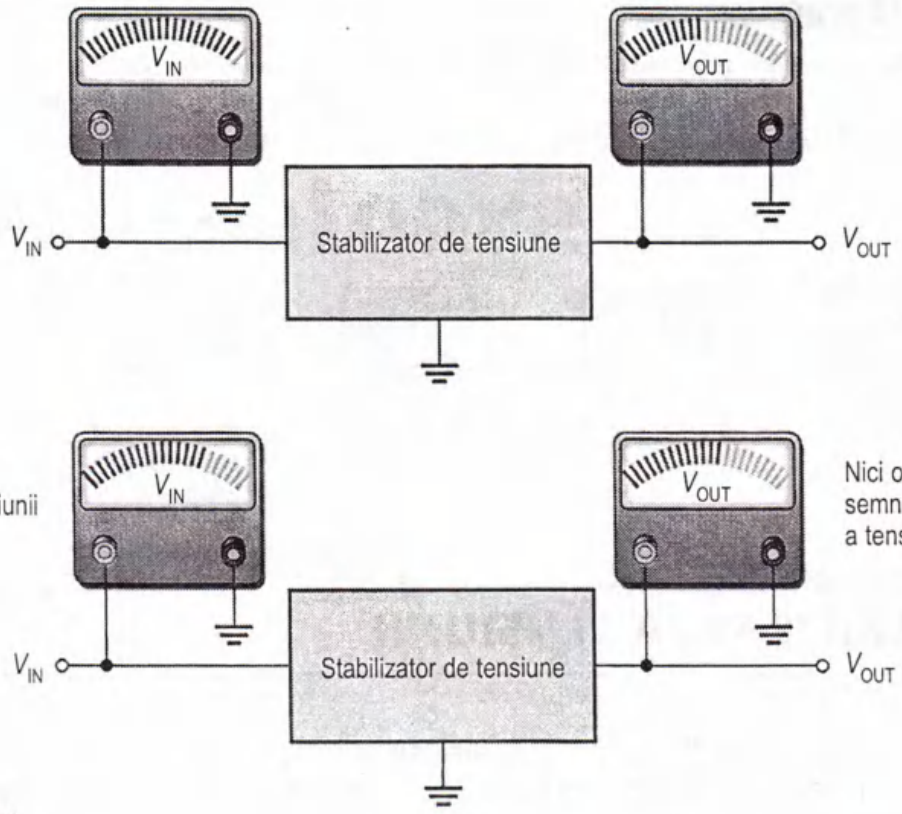


FIGURA 18-1

Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare. O modificare a tensiunii de intrare (de alimentare) nu influențează semnificativ tensiunea de ieşire a stabilizatorului (între anumite limite).

Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare poate fi exprimată și în %/V. De exemplu, o stabilizare de 0,05%/V arată că tensiunea de ieșire variază cu 0,05% când tensiunea de intrare crește sau scade cu un volt. Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare mai poate fi calculată cu formula următoare (cu Δ s-a notat variația):

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare} = \frac{(\Delta V_{OUT} / V_{OUT})100\%}{\Delta V_{IN}} \quad (18\text{-}1)$$

EXEMPLUL 18-1

Când tensiunea de intrare a unui stabilizator de tensiune scade cu 5 V, tensiunea de ieșire scade cu 0,25 V. Tensiunea de ieșire nominală este de 15 V. Calculați stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare, în %/V.

Rezolvare

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare} = \frac{(\Delta V_{OUT} / V_{OUT})100\%}{\Delta V_{IN}} =$$

$$= \frac{(0{,}25\,\text{V}/15\,\text{V})100\%}{5\,\text{V}} = \mathbf{0{,}333\%/V}$$

Exercițiu complementar Tensiunea de intrare a unui stabilizator a crescut cu 3,5 V. Ca urmare, tensiunea de ieșire a crescut cu 0,42 V. Tensiunea de ieșire nominală este de 20 V. Calculați stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare, în %/V.

Stabilizarea în raport cu variația sarcinii

Când intensitatea curentului prin sarcină variază din cauza variației rezistenței de sarcină, stabilizatorul de tensiune trebuie să mențină aproximativ constantă tensiunea de ieșire la bornele sarcinii, cum ilustrează fig. 18-2.

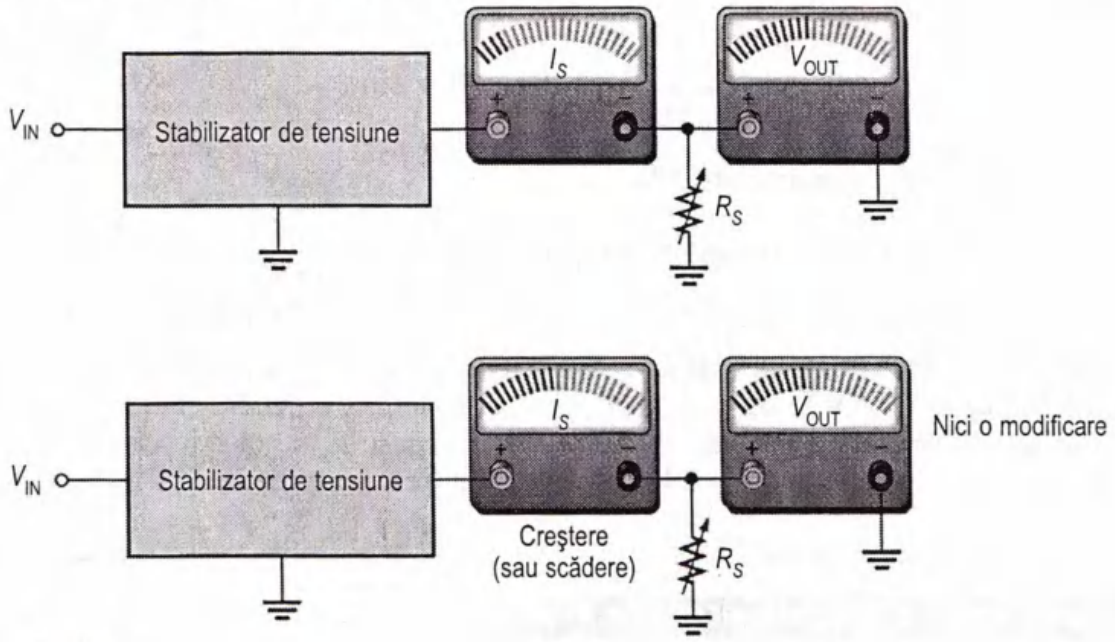


FIGURA 18-2

Stabilizarea în raport cu variația sarcinii. Variația curentului de sarcină nu are, practic, nici un efect asupra tensiunii de ieșire a unui stabilizator (între anumite limite).

Stabilizarea în raport cu variația sarcinii poate fi definită ca variația procentuală a tensiunii de ieșire corespunzătoare unei variații date a curentului de sarcină. Ea poate fi exprimată sub forma variației procentuale a tensiunii de ieșire între valoarea în gol (V_{GOL}) și valoarea corespunzătoare sarcinii minime ($V_{S(MIN)}$):

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația sarcinii} = \left(\frac{V_{GOL} - V_{S(MIN)}}{V_{S(MIN)}}\right)100\% \qquad (18\text{-}2)$$

Stabilizarea în raport cu variația sarcinii poate fi interpretată și ca variația procentuală a tensiunii de ieșire corespunzătoare unei variații a curentului de sarcină de 1 mA. De exemplu, o stabilizare în raport cu variația sarcinii de 0,01%/mA arată că tensiunea de ieșire variază cu 0,01 % când curentul de sarcină crește sau scade cu 1 mA.

EXEMPLUL 18-2

Tensiunea de ieșire în gol (I_S = 0) a unui stabilizator de tensiune este de 12 V. Prin sarcina minimă, curentul este 10 mA, iar tensiunea de ieșire corespunzătoare este de 11,9 V. Exprimați stabilizarea în raport cu variația sarcinii atât ca variație procentuală între ieșirea în gol și ieșirea în sarcina minimă, cât și ca variație procentuală corespunzătoare unei variații de 1 mA a curentului de sarcină.

Rezolvare

Tensiunea de ieșire în gol este:

Tensiunea de ieșire cu sarcina minimă este:

$$V_{S(MIN)} = 11{,}9\,V$$

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația sarcinii} = \left(\frac{V_{GOL} - V_{S(MIN)}}{V_{S(MIN)}}\right)100\% =$$

$$= \left(\frac{12\,V - 11{,}9\,V}{11{,}9\,V}\right)100\% = 0{,}840\%$$

Cealaltă formă de exprimare este:

$$\text{Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare} = \frac{0{,}840\%}{10\,mA} = \mathbf{0{,}084\%/mA}$$

unde variația curentului de la sarcina infinită (în gol) la cea minimă este de 10 mA.

Exercițiu complementar Un stabilizator are tensiunea de ieșire în gol de 18 V, iar cu sarcina minimă, de 17,8 V, la un curent de sarcină de 50 mA. Calculați stabilizarea în raport cu variația sarcinii atât ca variație procentuală între ieșirea în gol și ieșirea în sarcina minimă, cât și ca variație procentuală corespunzătoare unei variații de 1 mA a curentului de sarcină.

SECȚIUNEA 18-1 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Ce este *stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare*?
2. Ce este *stabilizarea în raport cu variația sarcinii*?

18-2 STABILIZATOARE SERIE ELEMENTARE

Stabilizatoarele de tensiune se împart în două categorii fundamentale: stabilizatoare liniare și stabilizatoare în comutație. Circuite aparținând ambelor categorii sunt disponibile sub formă integrată. Stabilizatoarele liniare sunt de două tipuri principale: serie și paralel. În secțiunea de față vom studia stabilizatoarele serie, iar următoarele două secțiuni sunt dedicate stabilizatoarelor paralel, respectiv celor în comutație.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați principiile stabilizatoarelor de tensiune serie

- ▶ Să explicați cum decurge procesul de stabilizare
- ▶ Să calculați tensiunea de ieșire a unui stabilizator serie cu AO
- ▶ Să arătați cum se asigură protecția la suprasarcină și să explicați cum se utilizează limitarea curentului
- ▶ Să descrieți un stabilizator cu limitare prin întoarcere a curentului de ieșire

O reprezentare simplificată a unui stabilizator liniar de tip serie este dată în fig. 18-3(a), iar principalele blocuri componente ale acestuia apar în schema bloc din fig. 18-3(b). Elementul regulator este conectat în serie cu sarcina, între intrare și ieșire. Circuitul de control al tensiunii de ieșire sesizează variațiile tensiunii de ieșire. Amplificatorul de eroare compară tensiunea de control cu o tensiune de referință și impune elementului regulator să acționeze în compensare, pentru a menține constantă tensiunea de ieșire.

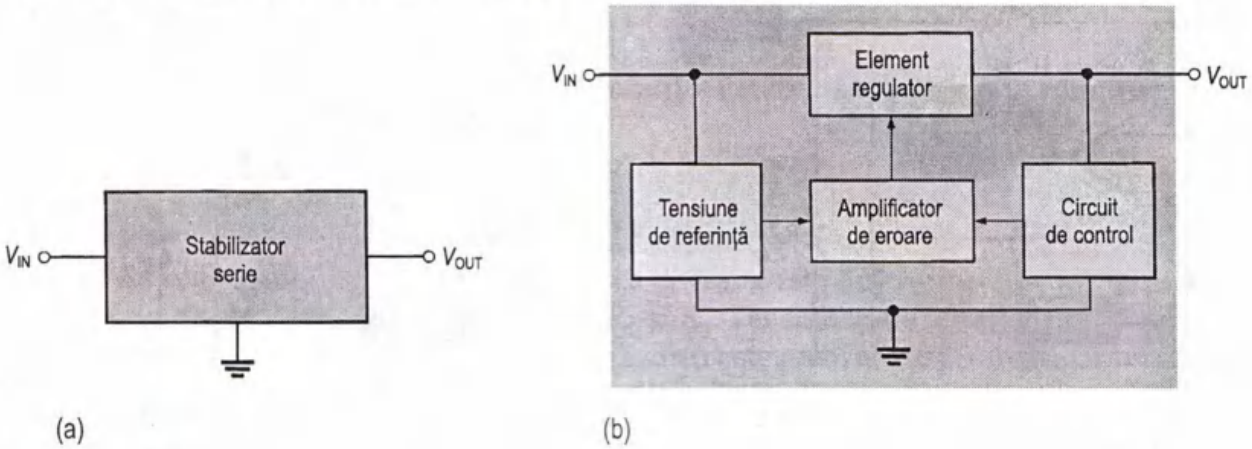


FIGURA 18-3

Stabilizator de tensiune serie simplu şi schema bloc a acestuia.

Procesul de stabilizare

Schema din fig. 18-4 prezintă un circuit stabilizator simplu, de tip serie, realizat cu AO. Funcționarea acestuia este ilustrată în fig. 18-5 și decurge în modul descris în continuare. Divizorul de tensiune rezistiv format din R_2 și R_3 urmărește variațiile tensiunii de ieșire. Când tensiunea de ieșire tinde să scadă, ca în fig. (a), cauzele posibile fiind scăderea V_{IN} sau creșterea I_S ca urmare a scăderii R_S, pe intrarea inversoare a AO se aplică, prin divizorul de tensiune, o tensiune redusă proporțional. Întrucât dioda Zener (D_1) menține cealaltă intrare a AO la o tensiune de referință, V_{REF}, aproximativ constantă, între intrările AO apare o mică tensiune diferențială (tensiunea de eroare). Aceasta este amplificată, deci tensiunea V_B, de la ieșirea AO, crește. Tensiunea – acum mărită – se aplică în baza tranzistorului T_1, ceea ce duce la creșterea tensiunii din emitor, V_{OUT}, până când tensiunea de pe intrarea inversoare a AO devine egală cu tensiunea de refe-

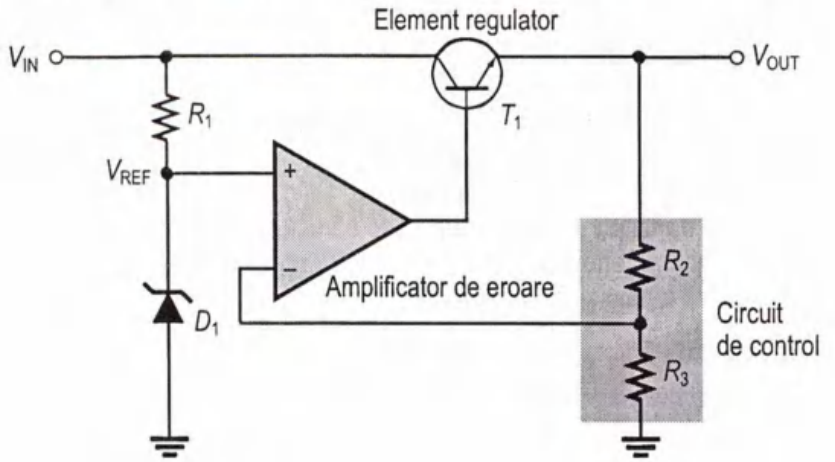
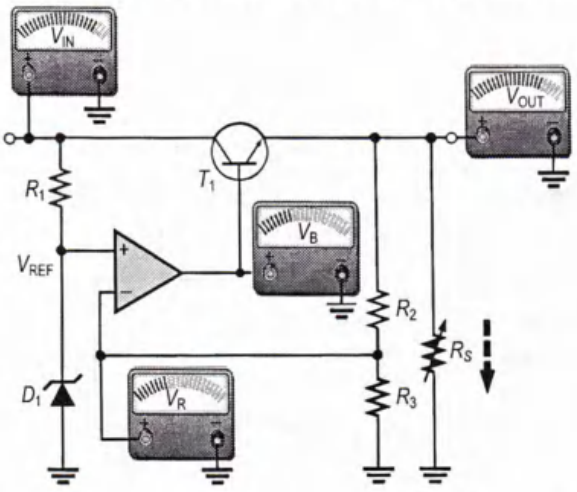


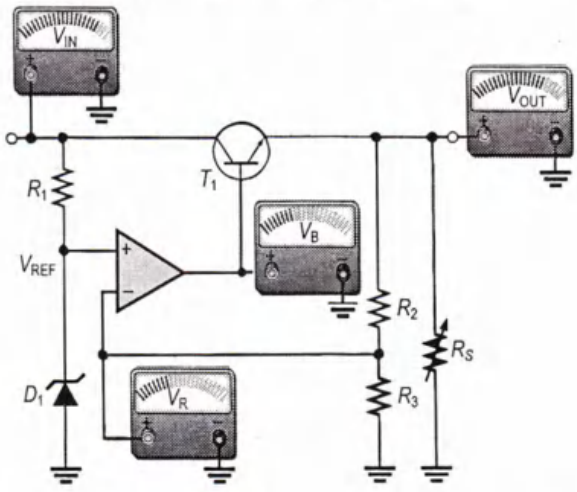
FIGURA 18-4

Stabilizator serie elementar cu AO.

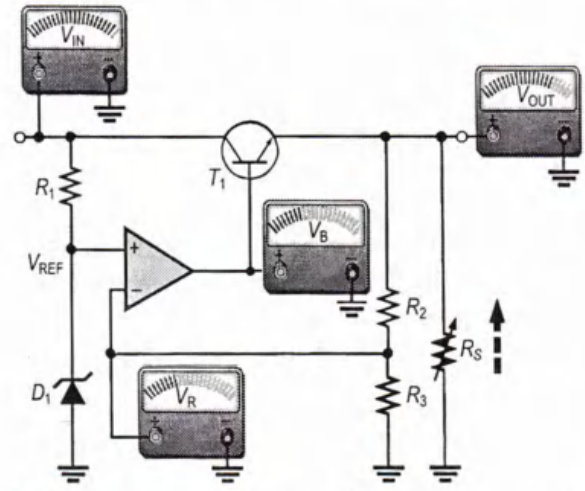
rință (Zener). Astfel se compensează tendința de scădere a tensiunii de ieșire, aceasta rămânând aproximativ constantă, cum ilustrează fig. (b). Tranzistorul de putere T_1 se montează, de obicei, pe radiator, deoarece este străbătut de curentul de sarcină.



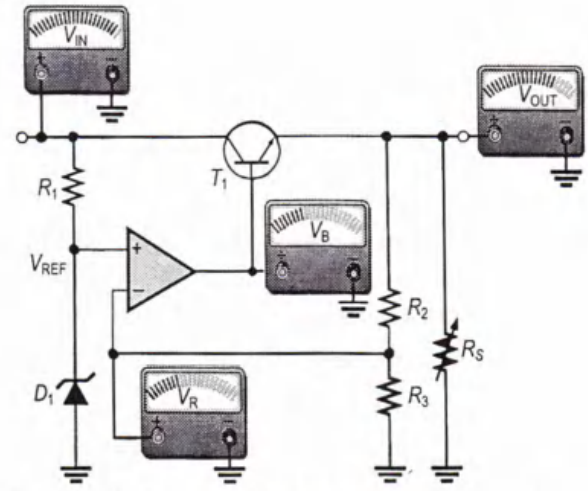
(a) Când V_{IN} sau R_S scad, V_{OUT} tinde să scadă. Tensiunea de reacție, V_R, are, de asemenea, o tendință de scădere și, ca urmare, tensiunea V_B, de la ieșirea AO, tinde să crească, compensând tendința de scădere a V_{OUT} prin creșterea tensiunii din emitorul tranzistorului T_1. Variațiile tensiunii V_{OUT} sunt exagerate aici, pentru claritate.



(b) Dacă V_{IN} (sau R_S) își păstrează noua valoare, mai scăzută, tensiunile revin la valorile inițiale, menținând astfel constantă V_{OUT} grație reacției negative.



(c) Când V_{IN} sau R_S cresc, V_{OUT} tinde să crească. Tensiunea de reacție, V_R, are, de asemenea, o tendință de creștere și, ca urmare, V_B, aplicată în baza tranzistorului regulator, tinde să scadă, compensând tendința de creștere a V_{OUT} prin scăderea tensiunii din emitorul tranzistorului T_1.



(d) Dacă V_{IN} (sau R_S) își păstrează noua valoare, mai mare, tensiunile revin la valorile inițiale, menținând astfel constantă V_{OUT} grație reacției negative.

FIGURA 18-5

Ilustrarea funcționării stabilizatorului serie. V_{OUT} rămâne constantă când V_{IN} sau R_S variază.

Dacă tensiunea de ieșire tinde să crească, procesul se desfășoară simetric, cum arată fig. 18-5(c) și (d). AO din stabilizatorul serie este, practic, într-o configurație neinversoare, în care tensiunea de intrare de la borna neinversoare este tensiunea de referință V_{REF}, iar circuitul de reacție negativă este constituit de divizorul de tensiune R_2/R_3. Câștigul în tensiune în buclă închisă are deci expresia:

$$A_{cl} = 1 + \frac{R_2}{R_3}$$

Prin urmare, tensiunea stabilizată de la ieșirea stabilizatorului serie este (neglijând tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1):

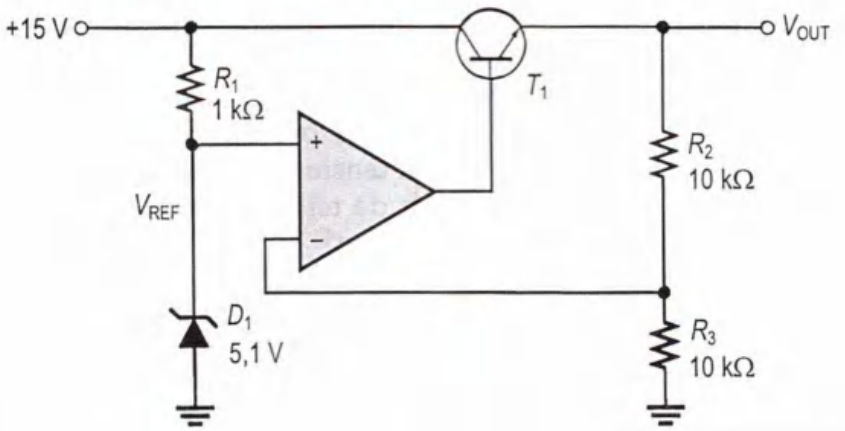
$$V_{OUT} \cong \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_{REF} \tag{18-3}$$

De aici puteți trage concluzia că tensiunea de ieșire este determinată de tensiunea stabilizată de dioda Zener și de rezistoarele R_2 și R_3. Tensiunea de ieșire este relativ independentă de tensiunea de intrare, deci stabilizarea este realizată (cu condiția ca tensiunea de intrare și curentul de sarcină să se afle între anumite limite).

EXEMPLUL 18-3

Determinați tensiunea de la ieșirea stabilizatorului din fig. 18-6.

FIGURA 18-6



Rezolvare

V_{REF} = 5,1 V, adică tensiunea stabilizată de dioda Zener. Deci tensiunea de ieșire stabilizată este:

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_{REF} = \left(1 + \frac{10\,k\Omega}{10\,k\Omega}\right) 5{,}1\,V = (2)5{,}1\,V = \mathbf{10{,}2\,V}$$

Exercițiu complementar Circuitul din fig. 18-6 suferă următoarele modificări: dioda Zener de 5,1 V este înlocuită cu una de 3,3 V, R_1 = 1,8 kΩ, R_2 = 22 kΩ și R_3 = 18 kΩ. Ce valoare are acum tensiunea de ieșire?

Protecția la scurtcircuit sau la suprasarcină

Când curentul prin sarcină depășește o anumită valoare, tranzistorul serie, prin care acest curent circulă, se poate distruge. Majoritatea stabilizatoarelor sunt prevăzute cu un circuit de limitare a curentului, care asigură protecția în asemenea situații. Figura 18-7 prezintă una dintre metodele de limitare a curentului, numită *limitare la o valoare fixă a curentului de ieșire*. Circuitul de limitare a curentului este format din tranzistorul T_2 și rezistorul R_4.

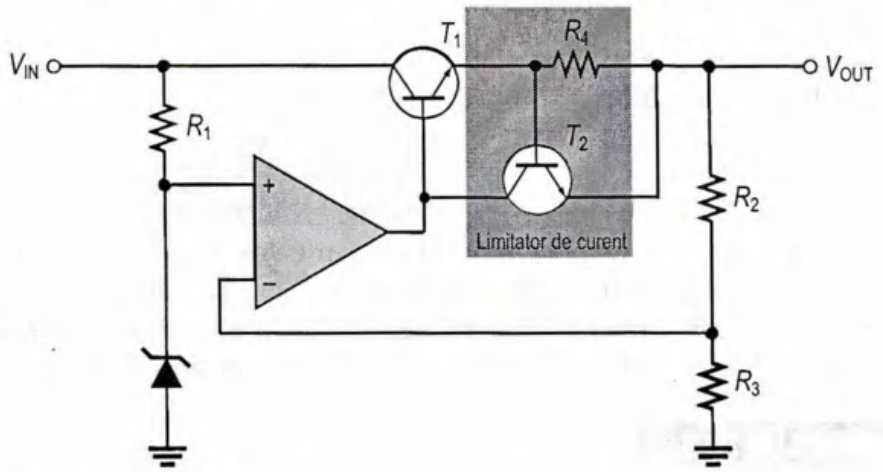


FIGURA 18-7
Stabilizator serie cu limitare la o valoare fixă a curentului de ieşire.

Curentul de sarcină, parcurgând R_4, generează o cădere de tensiune între baza și emitorul tranzistorului T_2. Când I_S atinge o valoare maximă prestabilită, căderea de tensiune pe R_4, prin care se polarizează direct joncțiunea bază-emitor a lui T_2, este suficient de mare pentru a deschide acest tranzistor. O parte destul de însemnată din curentul de bază al lui T_1 este preluată prin colectorul lui T_2, astfel încât I_S să fie limitat la valoarea lui maximă, $I_{S(max)}$. Însă, întrucât tensiunea bază-emitor a lui T_2 nu poate depăși 0,7 V la un tranzistor cu siliciu, căderea de tensiune pe R_4 nu poate depăși 0,7 V, curentul de sarcină fiind deci limitat la:

$$I_{S(max)} = \frac{0,7\,V}{R_4} \qquad (18\text{-}4)$$

EXEMPLUL 18-4

Determinați curentul maxim prin sarcină pe care îl poate furniza stabilizatorul din fig. 18-8.

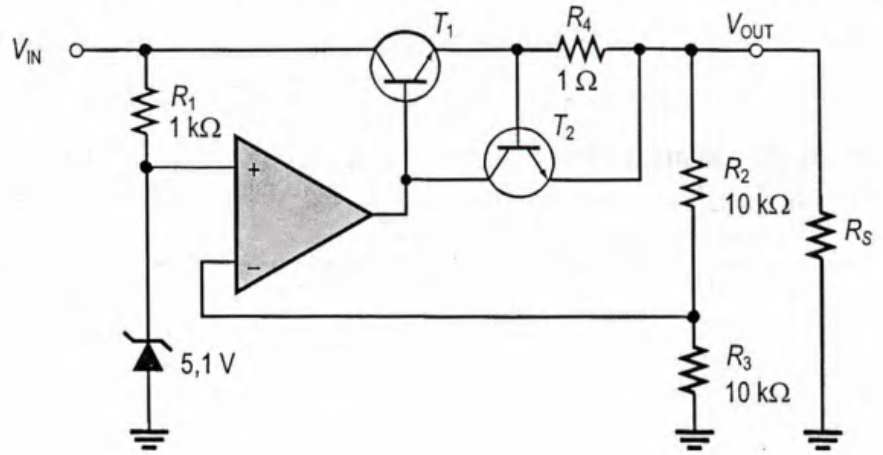


FIGURA 18-8

Rezolvare

$$I_{S(max)} = \frac{0,7\,V}{R_4} = \frac{0,7\,V}{1\Omega} = 0,7\,A$$

Exercițiu complementar Care va fi valoarea curentului dacă ieșirea stabilizatorului din fig. 18-8 se scurtcircuitează?

Stabilizator cu limitare a curentului de ieșire prin întoarcere

Metoda de limitare a curentului prezentată anterior stabilea o valoare maximă fixă a curentului de ieșire. **Limitarea curentului de ieșire prin întoarcere** este o metodă aplicată îndeosebi la stabilizatoarele ce lucrează cu curenți mari. Prin această metodă, în condiții de suprasarcină, curentul de ieșire scade mult sub valoarea de vârf admisibilă, pentru a se împiedica disiparea de putere în exces.

Conceptul de bază Vom explica principiul limitării prin întoarcere a curentului de ieșire referindu-ne la fig. 18-9. Circuitul este asemănător cu cel de limitare a curentului de ieșire la o valoare fixă, cu excepția rezistoarelor R_5 și R_6. Căderea de tensiune generată pe R_4 de curentul de sarcină trebuie să fie egală nu doar cu tensiunea bază-emitor necesară pentru deschiderea tranzistorului T_2, ci cu suma dintre aceasta și căderea de tensiune pe R_5. Deci căderea de tensiune pe R_4 trebuie să fie:

$$V_{R_4} = V_{R_5} + V_{BE}$$

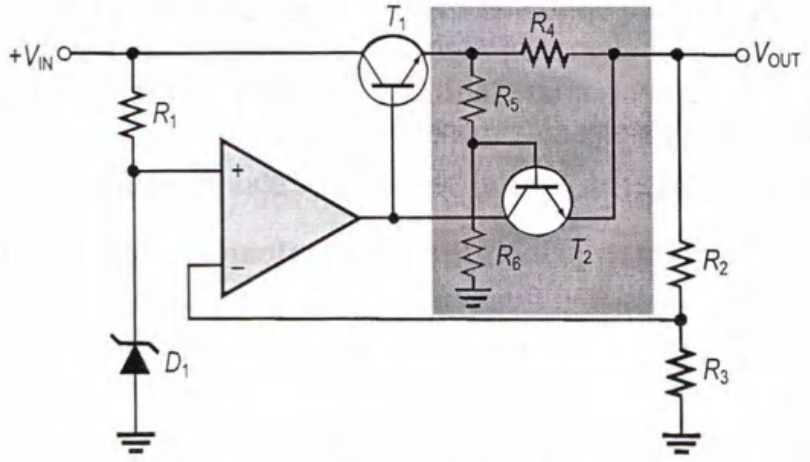


FIGURA 18-9
Stabilizator serie cu limitare a curentului de ieșire prin întoarcere.

În condiții de suprasarcină sau de scurtcircuit, curentul de sarcină crește până la o valoare $I_{S(max)}$ suficient de mare pentru ca tranzistorul T_2 să intre în conducție. Din acel moment, curentul nu mai crește. Scăderea tensiunii de ieșire are ca rezultat o scădere proporțională a căderii de tensiune pe R_5; în consecință, prin R_4 este necesar un curent mai mic pentru ca T_1 să fie polarizat pentru conducție. Deci, pe măsură ce V_{OUT} scade, se micșorează și I_S, cum ilustrează și graficul din fig. 18-10.

Această metodă prezintă avantajul că stabilizatorul poate lucra la un curent de vârf în sarcină de până la $I_{S(max)}$; dar când ieșirea este în scurtcircuit, curentul scade la o valoare mai mică, pentru a împiedica încălzirea dispozitivului.

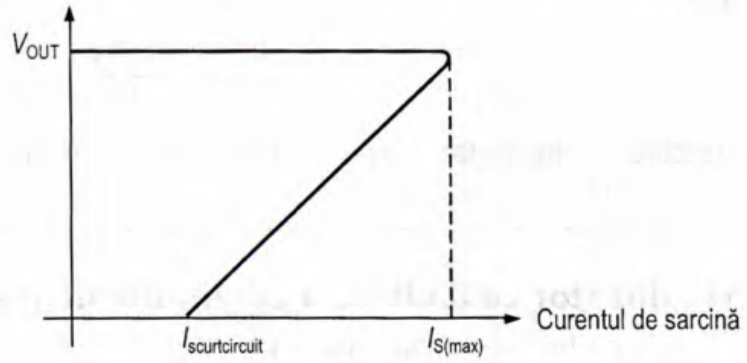


FIGURA 18-10

Limitarea curentului de ieşire prin întoarcere (graficul tensiunii de ieşire în funcţie de curentul prin sarcină).

SECŢIUNEA 18-2 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt principalele componente ale unui stabilizator serie?
2. Un stabilizator serie are tensiunea de ieşire de 8 V. Dacă AO are câştigul în buclă închisă de 4, ce valoare are tensiunea de referinţă?

18-3 STABILIZATOARE PARALEL ELEMENTARE

Cel de-al doilea tip fundamental de stabilizatoare de tensiune liniare este cel paralel. Aşa cum ştiţi, elementul regulator al unui stabilizator serie este un tranzistor conectat în serie cu sarcina. La stabilizatoarele paralel, elementul regulator este un tranzistor conectat în paralel cu sarcina.

După parcurgerea acestei secţiuni ar trebui să fiţi capabil:

Să prezentaţi principiile stabilizatoarelor de tensiune paralel

- Să descrieţi funcţionarea unui stabilizator paralel simplu cu AO
- Să faceţi comparaţia între stabilizatoarele serie şi cele paralel

Găsiţi reprezentarea simplificată a unui stabilizator liniar paralel în fig. 18-11(a), iar schema bloc a acestuia, cu principalele componente, în fig. (b).

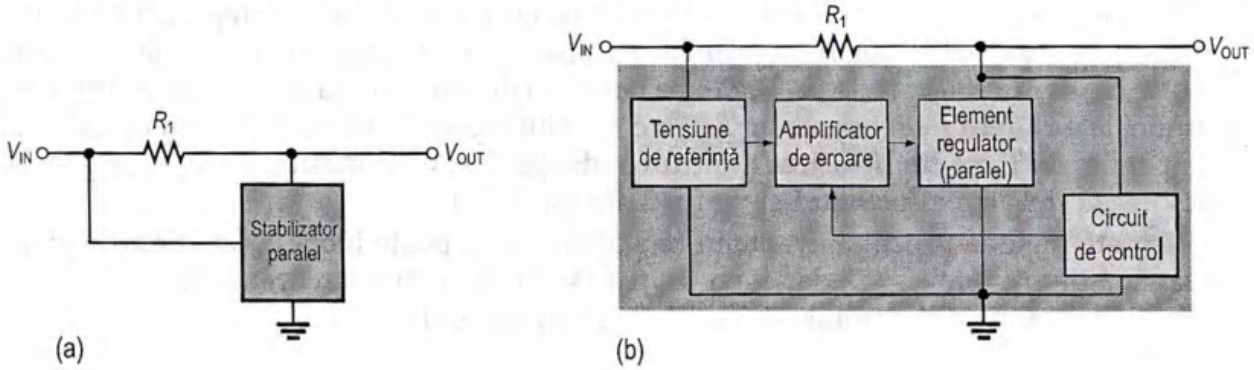


FIGURA 18-11

Stabilizator paralel simplu şi schema lui bloc.

În schema de bază a stabilizatorului paralel, elementul regulator este tranzistorul T_1, conectat în paralel cu sarcina, ca în fig. 18-12. În serie cu sarcina se află rezistorul R_1. Funcționarea circuitului se aseamănă cu cea a stabilizatorului serie, deosebirea fiind că stabilizarea se realizează reglând curentul prin tranzistorul paralel T_1.

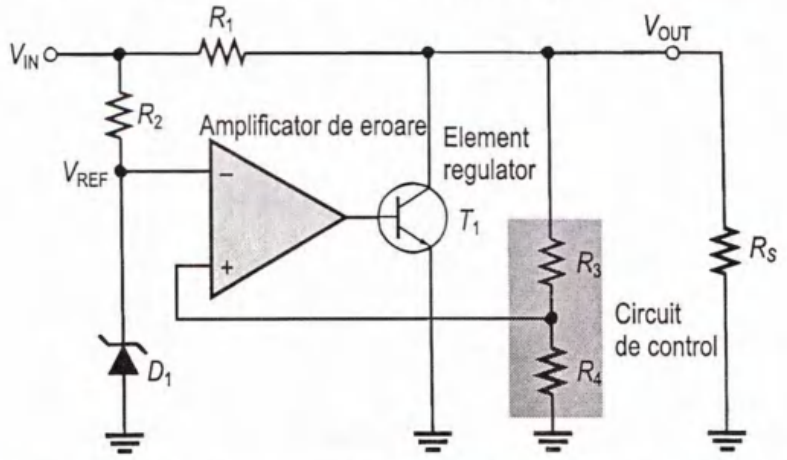


FIGURA 18-12

Schema de bază a stabilizatorului paralel cu AO, cu rezistor de sarcină.

Când tensiunea de ieșire tinde să scadă din cauza modificării tensiunii de intrare sau a curentului de sarcină, ca în fig. 18-13(a), tendința ei se reflectă asupra tensiunilor pe R_3 și R_4, ajungând în final la intrarea neinversoare a AO. Tensiunea diferențială rezultată duce la scăderea tensiunii V_B, de la ieșirea AO, reducând tensiunea aplicată tranzistorului T_1, deci și curentul de colector (curent de șunt) al acestuia, ceea ce reprezintă, practic, o creștere a rezistenței colector-emitor, r'_{CE}. Deoarece r'_{CE} formează cu R_1 un divizor de tensiune, prin creșterea sa se compensează tendința de scădere a V_{OUT}, care se menține la un nivel aproape constant.

Procesul se desfășoară în sensul opus dacă tensiunea de ieșire tinde să crească, așa cum indică fig. 18-13(b). Dacă I_S și V_{OUT} sunt constante, o variație a tensiunii de intrare are ca efect variația curentului de șunt ($I_{ȘUNT}$), astfel (prin Δ s-a notat variația):

$$\Delta I_{ȘUNT} = \frac{\Delta V_{IN}}{R_1}$$

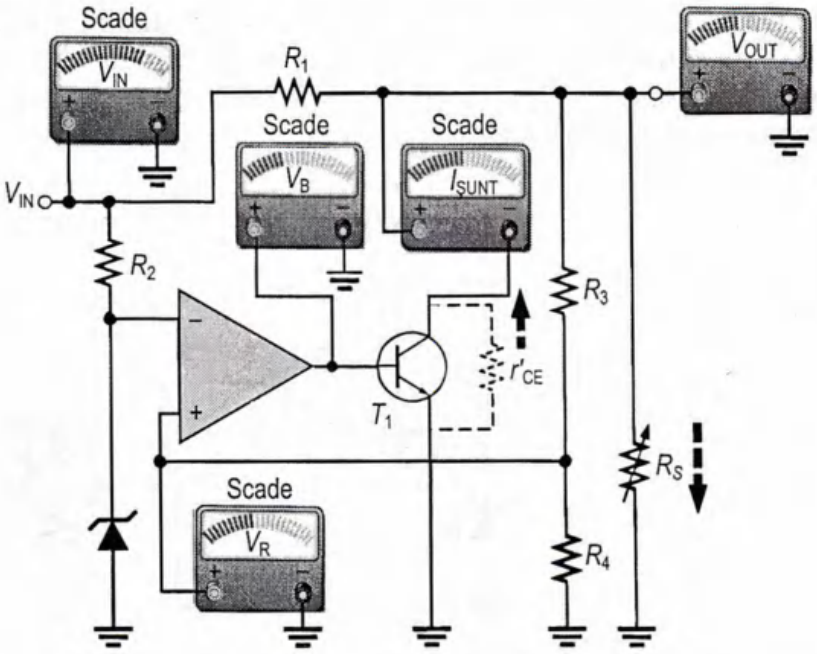
Dacă V_{IN} și V_{OUT} sunt constante, variația curentului de sarcină într-un sens produce variația curentului de șunt în sensul opus.

$$\Delta I_{ȘUNT} = -\Delta I_S$$

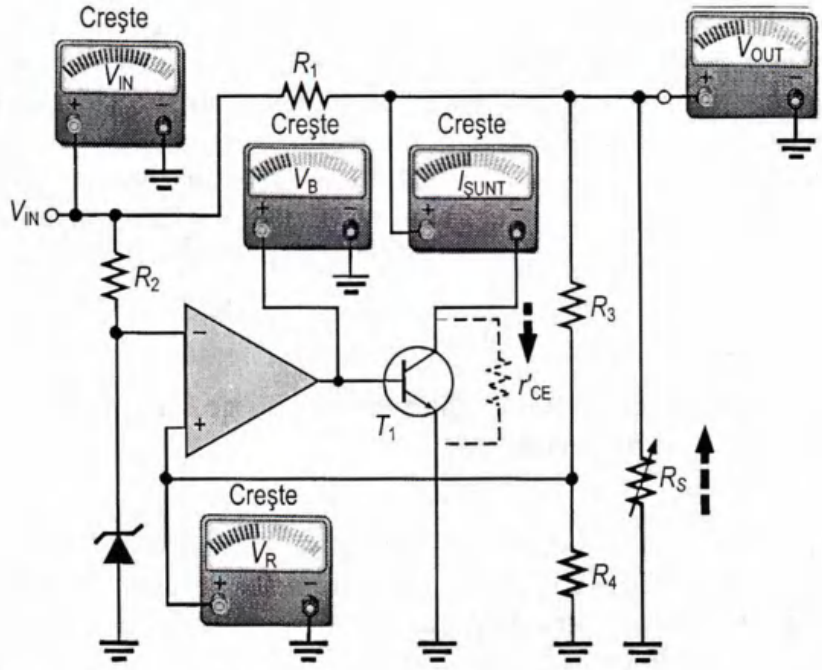
Această formulă ne spune că dacă I_S crește, $I_{ȘUNT}$ scade și reciproc.

Stabilizatoarele paralel sunt mai puțin eficiente decât cele de tip serie, însă nu necesită elemente suplimentare pentru asigurarea protecției la scurtcircuit. Dacă ieșirea se scurtcircuitează ($V_{OUT} = 0$), curentul de sarcină va fi limitat de către rezistorul R_1 la valoarea maximă:

$$I_{S(max)} = \frac{V_{IN}}{R_1} \qquad (18\text{-}5)$$



(a) Răspunsul la scăderea V_{IN} sau a R_S



(b) Răspunsul la creşterea V_{IN} sau a R_S

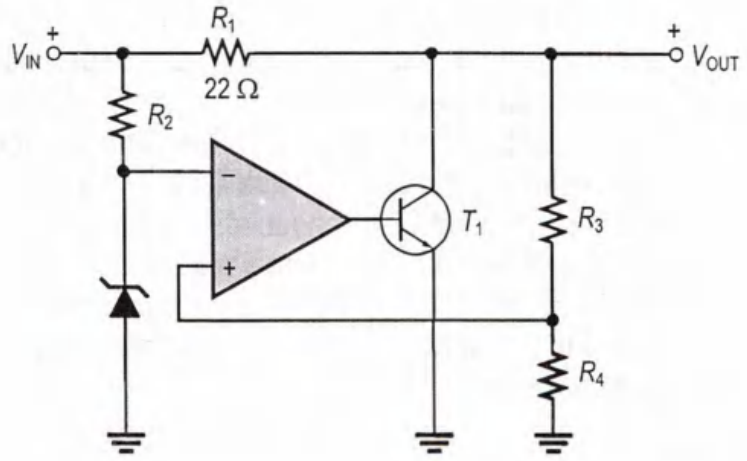
FIGURA 18-13

Înlănţuirea răspunsurilor când V_{out} tinde să scadă din cauza scăderii V_{in} sau a R_S (şi a răspunsurilor în sens invers, în cazul tendinţei de creştere).

EXEMPLUL 18-5

Ce putere trebuie să poată suporta R_1, din fig. 18-14, dacă tensiunea de intrare maximă este de 12,5 V?

FIGURA 18-14



Rezolvare

Cazul cel mai defavorabil în ceea ce privește puterea disipată de R_1 este acela când ieșirea este scurtcircuitată, $V_{OUT} = 0$. Dacă $V_{IN} = 12{,}5$ V, căderea de tensiune pe R_1 este:

$$V_{R1} = V_{IN} - V_{OUT} = 12{,}5\,\text{V}$$

Puterea disipată de R_1 este:

$$P_{R1} = \frac{V_{R1}^2}{R_1} = \frac{(12{,}5\,\text{V})^2}{22\,\Omega} = \mathbf{7{,}10\,W}$$

În concluzie, trebuie ales un rezistor de minimum 10 W.

Exercițiu complementar R_1 din fig. 18-14 se înlocuiește cu un rezistor de 33 Ω. Ce putere trebuie să suporte acesta dacă tensiunea de intrare maximă este de 24 V?

SECȚIUNEA 18-3 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Prin ce se deosebește elementul regulator dintr-un stabilizator paralel de cel dintr-un stabilizator serie?
2. Ce avantaj și ce dezavantaj prezintă stabilizatoarele paralel față de cele serie?

18-4 STABILIZATOARE ÎN COMUTAȚIE ELEMENTARE

Elementele regulatoare (tranzistoarele) din cele două tipuri de stabilizatoare liniare – serie și paralel – se află permanent în conducție, fiind deschise mai mult sau mai puțin, după cum variază tensiunea sau curentul de ieșire. La stabilizatorul în comutație însă, elementul regulator se comportă ca un comutator. Randamentul acestui tip de stabilizator de tensiune este mai mare decât cel al stabilizatoarelor liniare, deoarece tranzistorul nu conduce în permanență. În consecință, stabilizatoarele în comutație pot asigura curenți de sarcină mai mari la tensiuni mai mici decât stabilizatoarele liniare pentru că puterea disipată pe tranzistorul regulator este mai mică. Cele trei configurații de bază ale stabilizatoarelor în comutație sunt: coborâtoare de tensiune, ridicătoare de tensiune și inversoare de polaritate.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați principiile stabilizatoarelor în comutație

- ▶ Să descrieți configurația de stabilizator în comutație coborâtor de tensiune
- ▶ Să calculați tensiunea de ieșire a unei configurații coborâtoare de tensiune
- ▶ Să descrieți configurația de stabilizator în comutație ridicător de tensiune
- ▶ Să descrieți configurația de inversor de polaritate

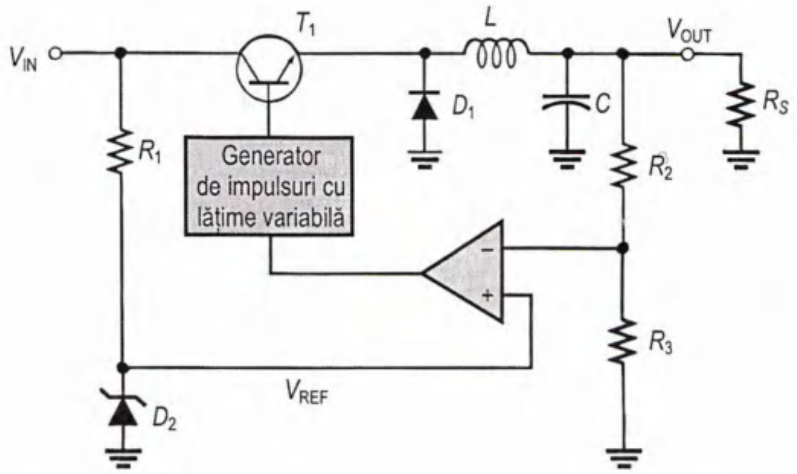
Configurația coborâtoare de tensiune

În configurația coborâtoare de tensiune, tensiunea de ieșire este totdeauna mai mică decât cea de intrare. Schema de bază a unui stabilizator în comutație coborâtor de tensiune este prezentată în fig. 18-15(a), iar schema sa echivalentă, simplificată apare în fig. 18-15(b). Tranzistorul T_1 are rolul de a comuta tensiunea de intrare cu un factor de comandă determinat de condițiile impuse de sarcina stabilizatorului. Apoi, cu ajutorul filtrului *LC* se obține valoarea medie a tensiunii în comutație. Întrucât T_1 este fie saturat, fie blocat, puterea disipată pe elementul regulator este relativ mică. Din acest motiv, stabilizatoarele în comutație sunt utilizate în primul rând în aplicații de mare putere sau în situații în care principalul parametru urmărit este randamentul.

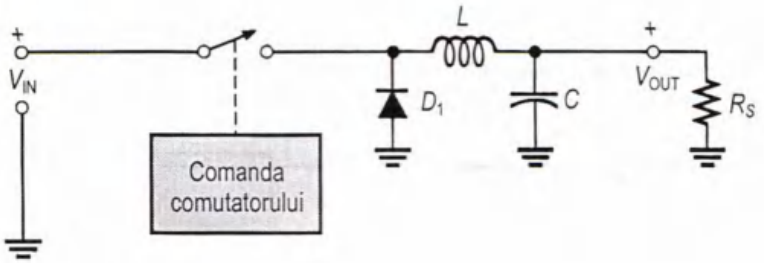
Perioadele de conducție și de blocare a tranzistorului T_1 sunt marcate pe forma de undă din fig. 18-16(a). Condensatorul se încarcă în perioada de conducție (t_{cond}) și se descarcă în perioada de blocare ($t_{blocare}$). Când timpul de conducție crește în comparație cu timpul de blocare, condensatorul se încarcă mai mult, iar tensiunea de ieșire se mărește, ca în fig. 18-16(b). Când timpul de conducție se micșorează în comparație cu timpul de blocare, condensatorul se descarcă mai mult, iar tensiunea de ieșire scade, ca în fig. 18-16(c). În concluzie, tensiunea de ieșire se poate modifica prin varierea factorului de comandă al tranzistorului T_1, $t_{cond}/(t_{cond} + t_{blocare})$. În continuare, bobina reduce pulsațiile tensiunii de ieșire datorate încărcărilor și descărcărilor succesive ale condensatorului.

Expresia tensiunii de ieșire este:

$$V_{OUT} = \left(\frac{t_{cond}}{T}\right) V_{IN} \tag{18-6}$$



(a) Circuit tipic



(b) Circuitul echivalent simplificat

FIGURA 18-15

Schema de principiu a stabilizatorului în comutație coborâtor de tensiune.

T este perioada unui ciclu complet de comutație (conducție + blocare) al tranzistorului T_1, fiind dependentă de frecvență prin relația $T = 1/f$. Perioada este egală cu suma dintre timpul de conducție și timpul de blocare.

$$T = t_{cond} + t_{blocare}$$

Raportul t_{cond}/T se numește *factor de comandă*.

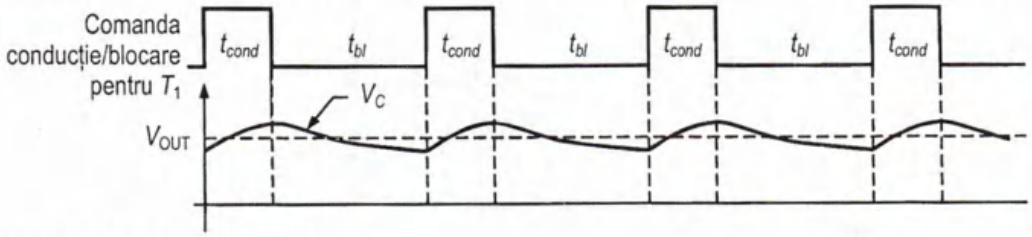
Stabilizarea are loc în modul descris în continuare și ilustrat în fig. 18-17. Dacă V_{OUT} tinde să scadă, timpul de conducție a tranzistorului T_1 crește, determinând încărcarea suplimentară a condensatorului, prin care se compensează tendința de scădere. Dacă V_{OUT} tinde să crească, timpul de conducție a tranzistorului T_1 scade, permițând condensatorului să se descarce suficient pentru a compensa tendința de creștere.

Configurația ridicătoare de tensiune

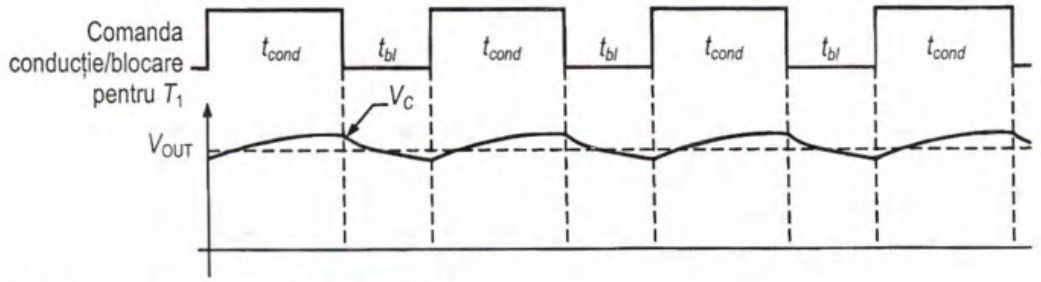
În fig. 18-18 este prezentată schema de principiu a unui stabilizator în comutație ridicător de tensiune.

Modul în care are loc stabilizarea este ilustrat în fig. 18-19. Când T_1 conduce, căderea de tensiune pe L crește instantaneu până la $V_{IN} - V_{CE(sat)}$, iar câmpul magnetic al bobinei crește rapid, ca în fig. 18-19(a). În timpul cât T_1 conduce (t_{cond}), V_L scade sub valoarea maximă inițială, cum se observă. Cu cât mai îndelungat este timpul în care T_1 conduce, cu atât mai mult scade V_L. Când T_1 se blochează, câmpul magnetic al bobinei nu mai este susținut; polaritatea lui se inversează și tensiunea corespunzătoare se adaugă la V_{IN}, la

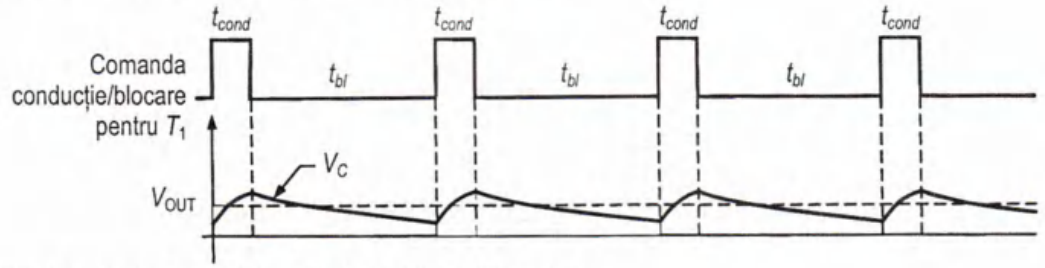
ieșire rezultând o tensiune mai mare decât cea de intrare, ca în fig. 18-19(b). În timpul cât T_1 este blocat ($t_{blocare}$), dioda este polarizată direct, permițând încărcarea condensatorului. Pulsațiile tensiunii de ieșire datorate încărcărilor și descărcărilor succesive ale condensatorului sunt reduse în suficientă măsură de filtrarea efectuată prin circuitul *LC*.



(a) V_{OUT} depinde de factorul de comandă.



(b) Dacă se mărește factorul de comandă, V_{OUT} crește.



(c) Dacă se micșorează factorul de comandă, V_{OUT} scade.

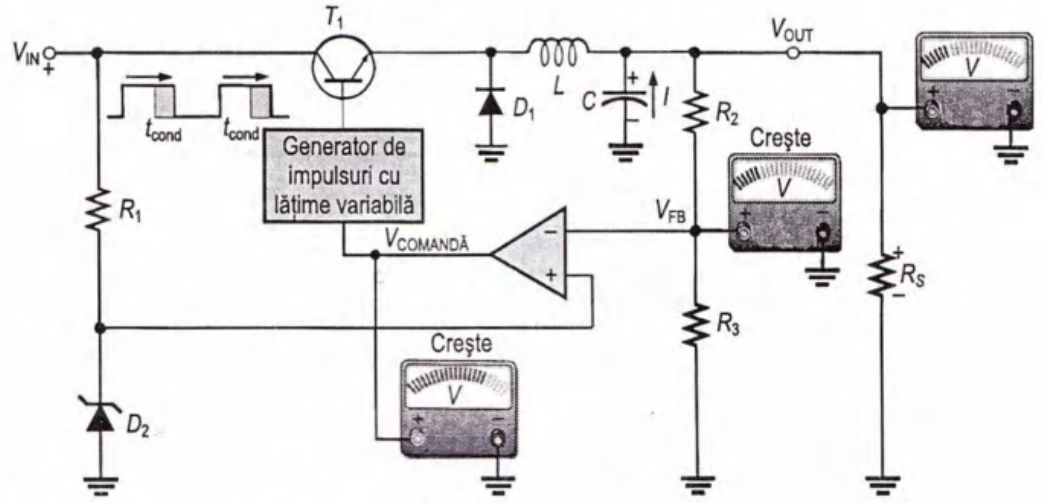
FIGURA 18-16

Forme de undă la stabilizatorul în comutație. Forma de undă notată V_C apare în absența filtrului inductiv și ilustrează încărcarea și descărcarea condensatorului. L și C reduc pulsațiile tensiunii V_C la un nivel aproximativ constant, reprezentat cu linia întreruptă marcată V_{OUT}.

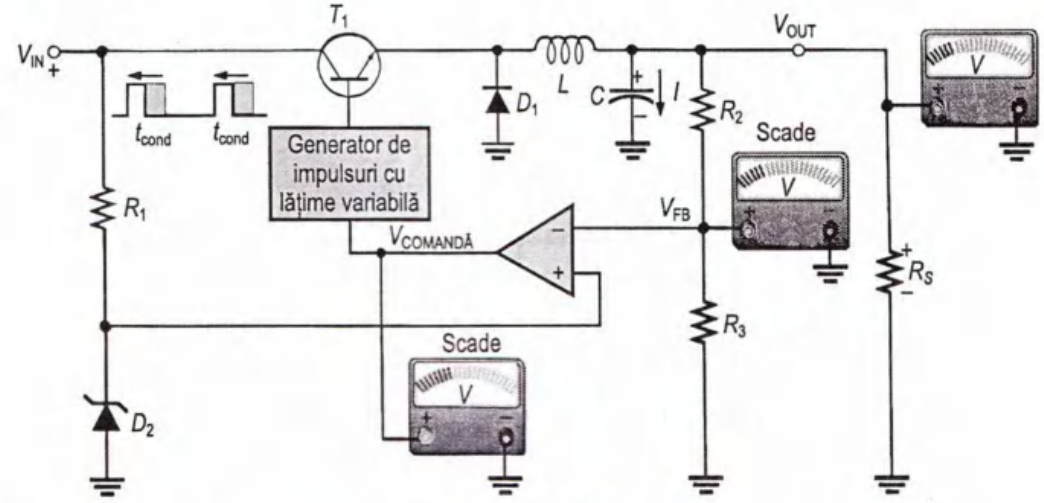
Modul în care se desfășoară stabilizarea este ilustrat în fig. 18-20. Cu cât T_1 se află în conducție mai puțin timp, cu atât mai mare va fi căderea de tensiune pe bobină și deci și tensiunea de ieșire (la V_{IN} se adună o valoare V_L mai mare). Cu cât timpul în care T_1 conduce este mai lung, cu atât mai mici vor fi căderea de tensiune pe bobină, respectiv tensiunea de ieșire (la V_{IN} se adună o valoare V_L mai mică). Dacă V_{OUT} tinde să scadă din cauza creșterii sarcinii sau a micșorării tensiunii de intrare, t_{cond} scade, compensând tendința de scădere manifestată de V_{OUT}. Dacă V_{OUT} tinde să crească, t_{cond} se mărește și compensează această tendință. După cum observați, tensiunea de ieșire este invers proporțională cu factorul de comandă al tranzistorului T_1, iar expresia ei este:

$$V_{OUT} = \left(\frac{T}{t_{cond}}\right) V_{IN} \qquad (18\text{-}7)$$

unde $T = t_{cond} + t_{blocare}$.



(a) Când V_{OUT} tinde să scadă, crește timpul în care T_1 conduce.



(b) Când V_{OUT} tinde să crească, scade timpul în care T_1 conduce.

FIGURA 18-17

Stabilizare cu configurație elementară în comutație, coborâtoare de tensiune.

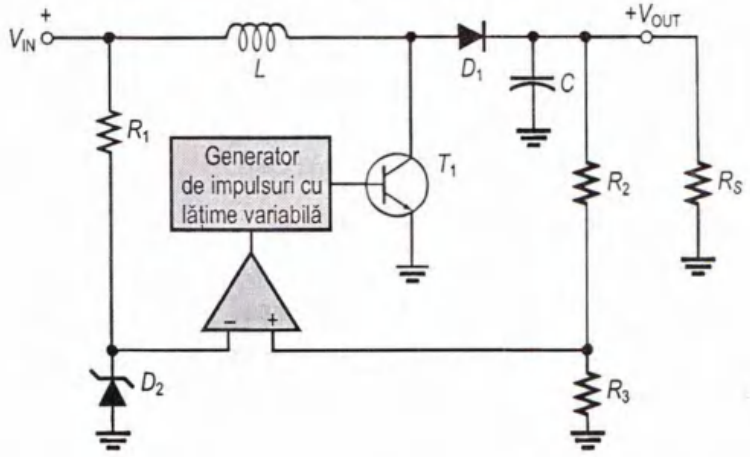
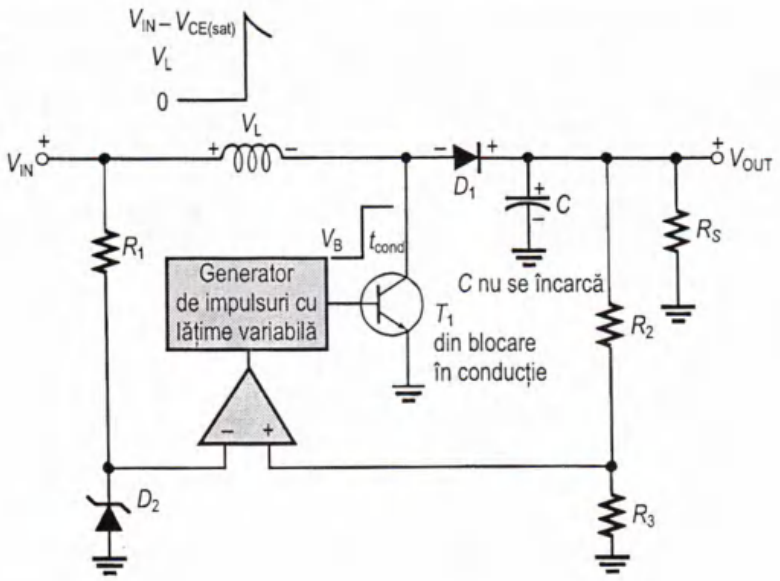
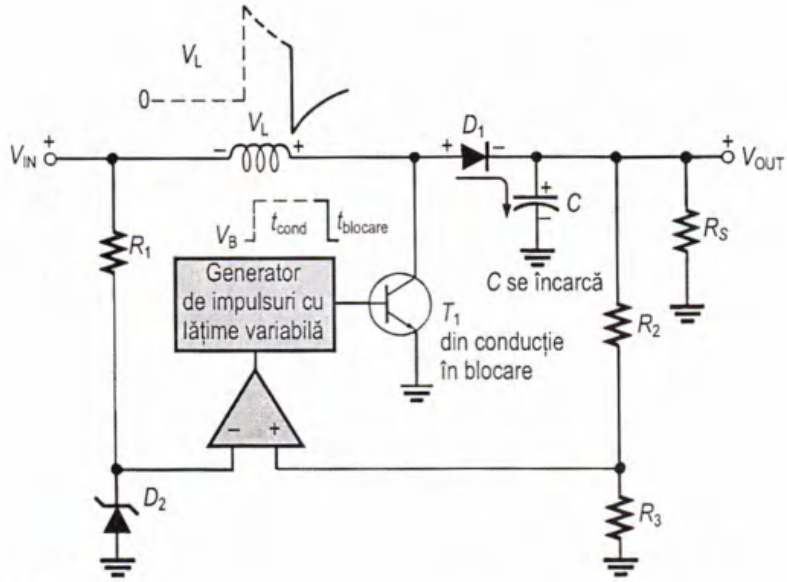


FIGURA 18-18

Schema de principiu a stabilizatorului în comutație ridicător de tensiune.



(a) T_1 conduce



(b) T_1 se blochează

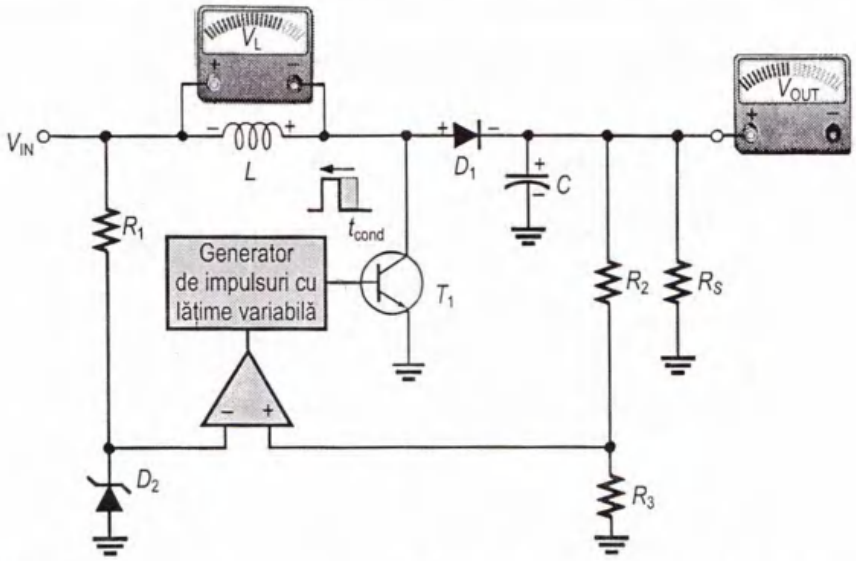
FIGURA 18-19

Funcționarea stabilizatorului în comutație ridicător de tensiune.

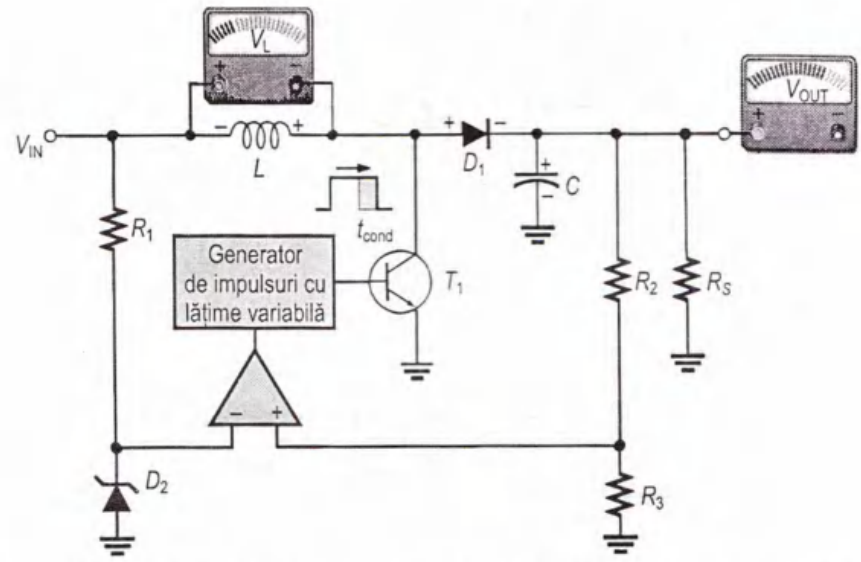
Configurația inversoare de polaritate

Cel de-al treilea tip de stabilizator în comutație generează la ieșire o tensiune opusă ca polaritate tensiunii de intrare. Schema de principiu este cea din fig. 18-21.

Când T_1 începe să conducă, căderea de tensiune de pe bobină ajunge la $V_{IN} - V_{CE(sat)}$, iar câmpul magnetic crește rapid, ca în fig. 18-22(a). Atâta timp cât T_1 conduce, dioda este polarizată invers și căderea de tensiune pe bobină scade sub valoarea maximă inițială. Când T_1 se blochează, câmpul magnetic nu mai este susținut și polaritatea bobinei se inversează, ca în fig. 18-22(b). Din această cauză, dioda devine polarizată direct, C se



(a) Când V_{OUT} tinde să scadă, t_{cond} se micşorează, determinând creşterea V_L. Prin aceasta se compensează tendința de scădere a V_{OUT}.



(b) Când V_{OUT} tinde să crească, t_{cond} se măreşte, determinând micşorarea V_L. Prin aceasta se compensează tendința de creştere a V_{OUT}.

FIGURA 18-20

Stabilizare cu configurație elementară, în comutație, ridicătoare de tensiune.

încarcă și la ieșire apare o tensiune negativă, cum puteți observa. Datorită comutărilor repetate ale tranzistorului T_1, C se încarcă și descarcă repetitiv, iar pulsațiile de tensiune de la bornele lui sunt filtrate de grupul LC.

Ca și în cazul stabilizatorului ridicător de tensiune, cu cât timpul în care T_1 conduce este mai scurt, cu atât mai mare este tensiunea de ieșire și reciproc. Modul de stabilizare este ilustrat în fig. 18-23. Randamentul stabilizatoarelor în comutație poate depăși 90%.

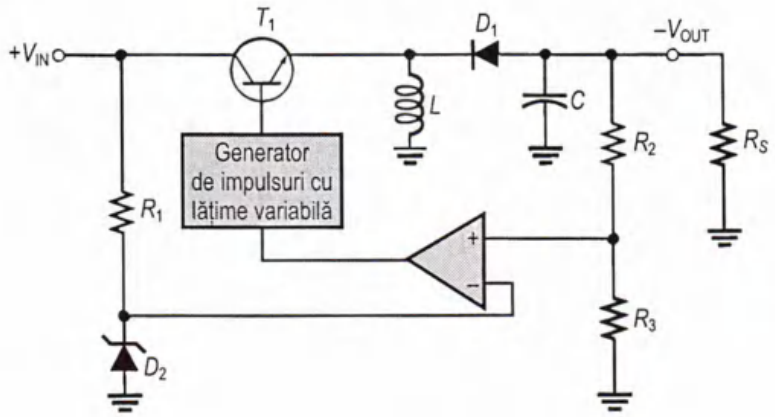
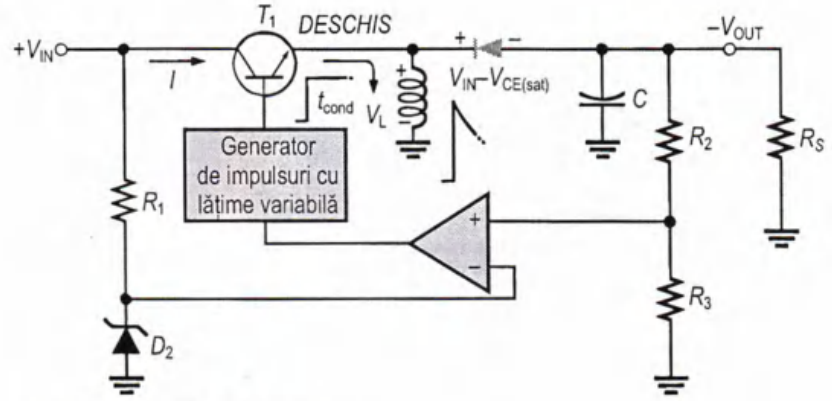
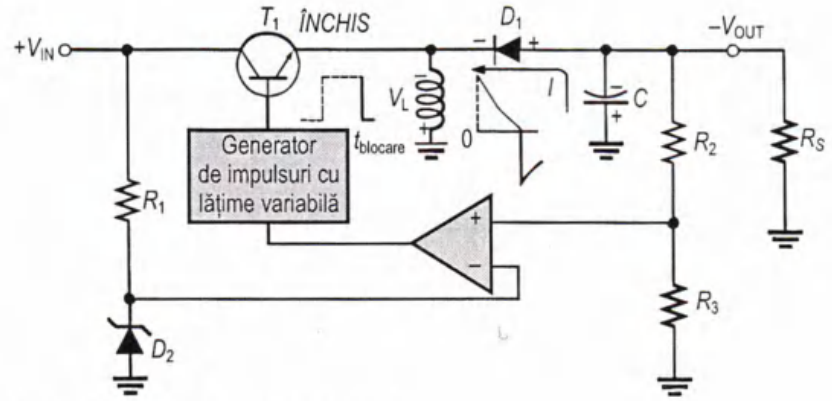


FIGURA 18-21

Schema de principiu a stabilizatorului în comutație, inversor de polaritate.



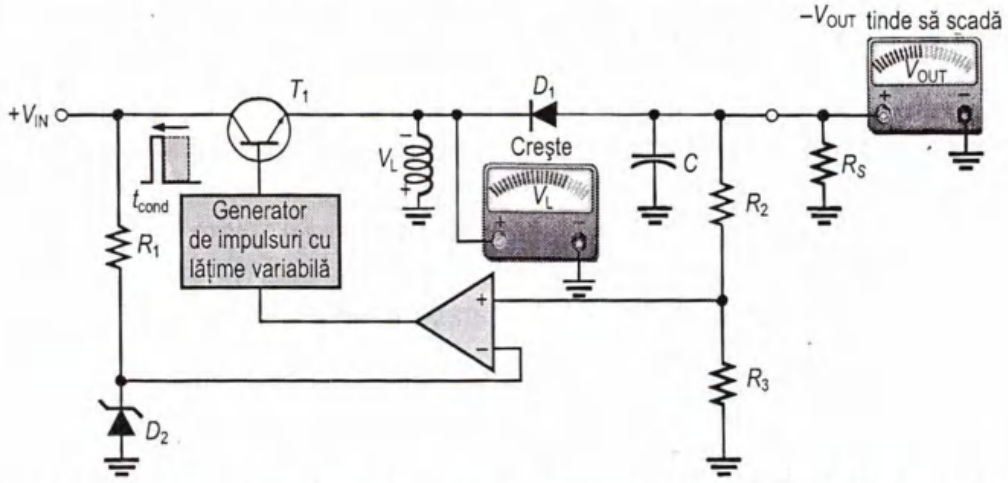
(a) Când T_1 conduce, D_1 este polarizată invers.



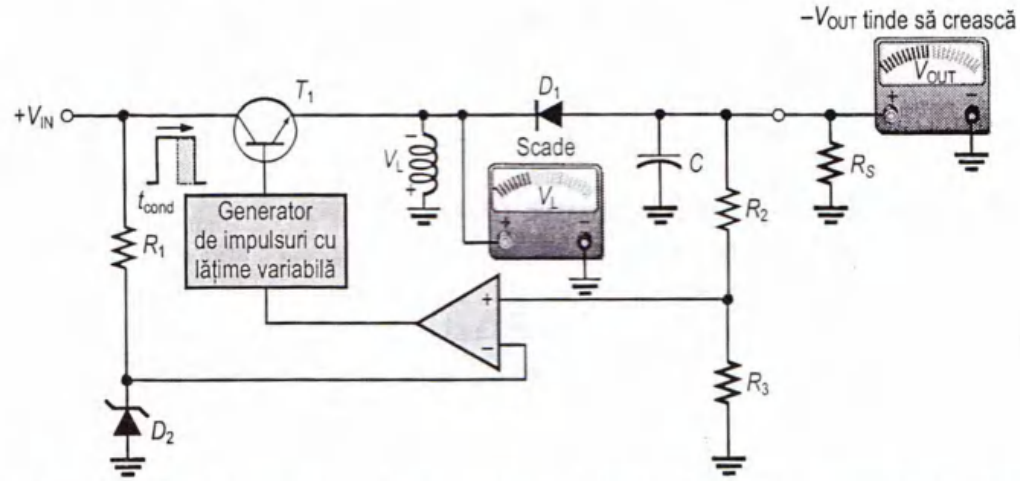
(b) Când T_1 se blochează, D_1 devine polarizată direct.

FIGURA 18-22

Funcționarea configurației elementare de stabilizator în comutație, inversor de polaritate.



(a) Când $-V_{OUT}$ tinde să scadă, t_{cond} scade, producând creşterea tensiunii V_L şi compensând astfel tendința de scădere a tensiunii $-V_{OUT}$.



(b) Când $-V_{OUT}$ tinde să crească, t_{cond} creşte, producând scăderea tensiunii V_L şi compensând astfel tendința de creştere a tensiunii $-V_{OUT}$.

FIGURA 18-23

Stabilizare cu configurație elementară, în comutație, inversoare de tensiune.

SECȚIUNEA 18-4 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt cele trei tipuri de stabilizatoare în comutație?
2. Care este principalul avantaj al stabilizatoarelor în comutație față de cele liniare?
3. Cum compensează stabilizatoarele în comutație variațiile tensiunii de ieşire?

18-5 STABILIZATOARE DE TENSIUNE INTEGRATE

În secțiunile precedente v-am prezentat configurațiile de bază de stabilizatoare de tensiune. Unele tipuri de stabilizatoare, atât liniare, cât și în comutație, sunt realizate sub formă de circuite integrate (CI). În general, stabilizatoarele liniare sunt dispozitive cu trei terminale, care furnizează la ieșire o tensiune fie pozitivă, fie negativă, fixă sau reglabilă. În secțiunea de față sunt prezentate câteva tipuri de stabilizatoare integrate, liniare și în comutație.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați circuitele integrate stabilizatoare de tensiune

- ▶ Să descrieți seria de stabilizatoare de tensiune pozitivă 7800
- ▶ Să descrieți seria de stabilizatoare de tensiune negativă 7900
- ▶ Să descrieți stabilizatorul de tensiune pozitivă reglabilă LM317
- ▶ Să descrieți stabilizatorul de tensiune negativă reglabilă LM337
- ▶ Să descrieți stabilizatoarele în comutație integrate

Stabilizatoare liniare de tensiune pozitivă fixă

Din multitudinea de tipuri de stabilizatoare integrate, seria 7800 este reprezentativă ca dispozitive cu trei terminale care furnizează la ieșire o tensiune pozitivă fixă. Cele trei terminale sunt intrarea, ieșirea și masa, cum arată și configurația standard cu tensiune de ieșire fixă din fig. 18-24(a). Ultimele două cifre din numărul dispozitivului reprezintă tensiunea de ieșire. De exemplu, 7805 este un stabilizator de +5,0 V. Alte tensiuni de ieșire disponibile sunt cele listate în tabelul din fig. 18-24(b), iar capsulele lor uzuale apar în fig. (c).

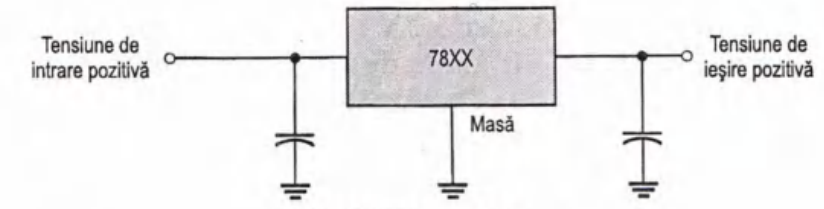
Uneori, la intrare și la ieșire se conectează condensatoare, ca în fig. 18-24(a), deși acestea nu sunt necesare întotdeauna. Condensatorul de la ieșire se comportă, în principiu, ca un filtru de rețea ce ameliorează răspunsul tranzitoriu. Condensatorul de la intrare are rolul de a împiedica oscilațiile ce pot apărea când stabilizatorul este amplasat la o distanță relativ mare față de filtrul din sursa de alimentare, caz în care inductanța liniei electrice devine semnificativă.

Dispozitivele din seria 7800 pot furniza un curent de ieșire mai mare de 1 A dacă sunt montate pe un radiator adecvat. Dispozitivele din seria 78L00 pot furniza curenți de până la 100 mA, cele din seria 78M00, de până la 500 mA, iar cele din seria 78T00 – de peste 3 A.

Tensiunea de intrare trebuie să fie cu minimum 2 V mai mare decât tensiunea de ieșire pentru ca aceasta din urmă să fie stabilizată. Circuitele integrate sunt prevăzute în interior cu protecție la supraîncălzire și limitare de curent la scurtcircuit. **Supraîncălzirea** poate apărea când puterea internă disipată crește prea mult, iar temperatura dispozitivului depășește o anumită valoare.

Stabilizatoare liniare de tensiune negativă fixă

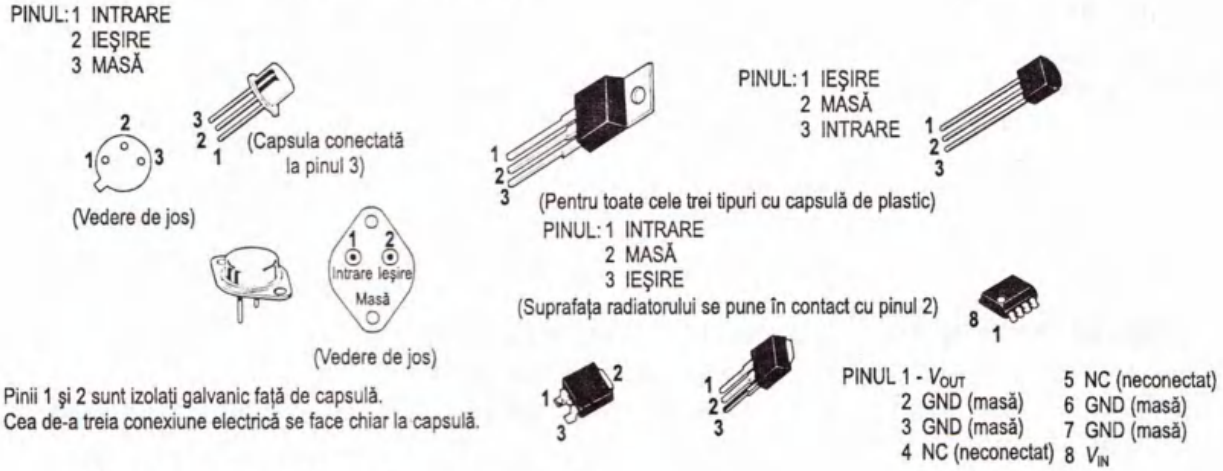
Seria 7900 cuprinde stabilizatoare integrate reprezentative cu trei terminale, care furnizează la ieșire o tensiune negativă fixă. Ele sunt dispozitivele pereche ale celor din seria 7800, prezentând, în majoritate, aceleași facilități și caracteristici. În fig. 18-25 apar configurația standard și modul de numerotare, cu tensiunile de ieșire disponibile.



(a) Configurația standard

Tipul	Tensiunea de ieşire
7805	+5,0 V
7806	+6,0 V
7808	+8,0 V
7809	+9,0 V
7812	+12,0 V
7815	+15,0 V
7818	+18,0 V
7824	+24,0 V

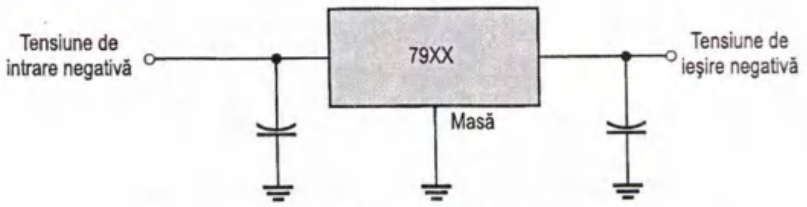
(b) Seria 7800



(c) Capsule tipice, metalice și din plastic.

FIGURA 18-24

Stabilizatoare de tensiune pozitivă, fixă, cu trei terminale, din seria 7800.



(a) Configurația standard

Tipul	Tensiunea de ieşire
7905	–5,0 V
7905.2	–5,2 V
7906	–6,0 V
7908	–8,0 V
7812	–12,0 V
7815	–15,0 V
7818	–18,0 V
7824	–24,0 V

(b) Seria 7900

FIGURA 18-25

Stabilizatoare de tensiune negativă, fixă, cu trei terminale, din seria 7900.

Stabilizatoare liniare de tensiune pozitivă reglabilă

LM317 este un excelent exemplu de stabilizator de tensiune pozitivă cu trei terminale, cu tensiunea de ieșire reglabilă. În anexa C se găsește foaia de catalog a acestui dispozitiv. Configurația standard este cea din fig. 18-26. În multe cazuri, la intrare și la ieșire se conectează câte un condensator, din motivele arătate anterior, însă ele nu apar figurate aici. Observați că există un terminal de intrare, unul de ieșire și unul de reglare. Reglarea tensiunii de ieșire se face cu ajutorul rezistorului exterior fix R_1 și al rezistorului exterior variabil R_2. V_{OUT} poate lua orice valoare cuprinsă între 1,2 V și 37 V, în funcție de valorile rezistoarelor. LM317 poate furniza în sarcină un curent de ieșire de peste 1,5 A.

LM317 lucrează ca stabilizator „flotant", deoarece terminalul de reglare nu este conectat la masă, ci urmărește căderea de tensiune de pe R_2. Datorită acestui fapt, tensiunea de ieșire poate fi mult mai mare decât cea obținută cu un stabilizator de tensiune fixă.

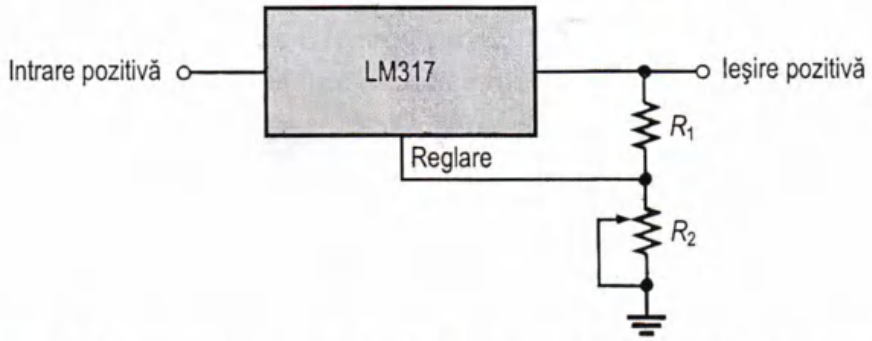


FIGURA 18-26
Stabilizatorul de tensiune pozitivă reglabilă, cu trei terminale, de tip LM317.

Principiul de funcționare După cum observați în fig. 18-27, între terminalele de ieșire și de reglare ale stabilizatorului este menținută o tensiune de referință constantă (V_{REF}), de 1,2 V. Aceasta generează prin R_1 un curent constant (I_{REF}), independent de valoarea R_2. I_{REF} circulă și prin R_2.

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_1} = \frac{1,25\,V}{R_1}$$

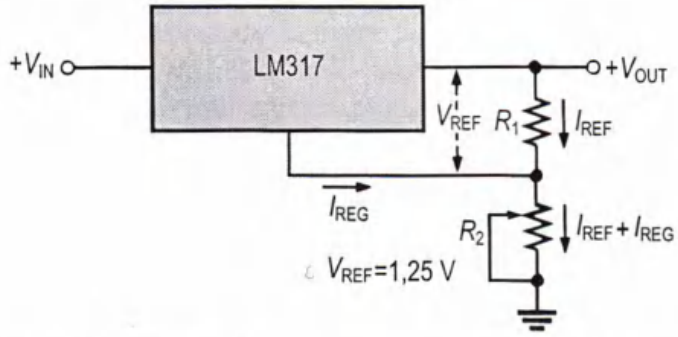


FIGURA 18-27
Funcționarea stabilizatorului de tensiune reglabilă LM317.

Tot prin R_2 circulă și un curent constant foarte slab, de aproximativ 50 μA, notat I_{REG}, provenit de la terminalul de reglare. Iată cum se deduce expresia tensiunii de ieșire:

$$V_{OUT} = V_{R1} + V_{R2} = I_{REF}R_1 + I_{REF}R_2 + I_{REG}R_2 =$$

$$= I_{REF}(R_1 + R_2) + I_{REG}R_2 = \frac{V_{REF}}{R_1}(R_1 + R_2) + I_{REG}R_2$$

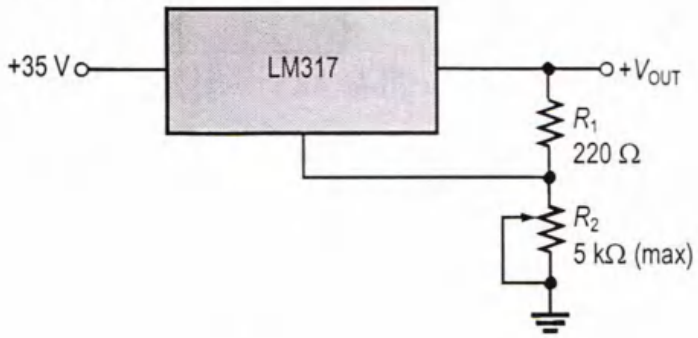
$$V_{OUT} = V_{REF}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{REG}R_2 \qquad (18\text{-}8)$$

După cum observați, tensiunea de ieșire este funcție atât de R_1, cât și de R_2. Stabilind pentru R_1 o anumită valoare, tensiunea de ieșire se poate regla prin modificarea rezistenței R_2.

EXEMPLUL 18-6

Determinați tensiunile minimă și maximă de la ieșirea stabilizatorului de tensiune din fig. 18-28. Se consideră I_{REG} = 50 μA.

FIGURA 18-28



Rezolvare

$$V_{R1} = V_{REF} = 1,25\,\text{V}$$

Când R_2 este fixat la minimum, adică la 0 Ω,

$$V_{OUT(min)} = V_{REF}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+I_{REG}R_2 = 1,25\,\text{V}(1) = \mathbf{1,25\,V}$$

Când R_2 este la maximum, adică la 5 kΩ,

$$V_{OUT(max)} = V_{REF}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+I_{REG}R_2 = 1,25\,\text{V}\left(1+\frac{5\,\text{k}\Omega}{220\,\Omega}\right)+(50\,\mu\text{A})5\,\text{k}\Omega$$

$$= 29,66\,\text{V}+0,25\,\text{V} = \mathbf{29,9\,V}$$

Exercițiu complementar Cât este tensiunea de ieșire a stabilizatorului dacă R_2 este fixat la 2 kΩ?

Stabilizatoare liniare de tensiune negativă reglabilă

LM337 este perechea cu tensiune de ieșire negativă a stabilizatorului LM317 și este reprezentativ pentru acest tip de stabilizatoare integrate. Ca și LM317, LM337 necesită conectarea a două rezistoare exterioare pentru reglarea tensiunii de ieșire, ca în fig. 18-29. Tensiunea de ieșire se poate regla între –1,2 V și –37 V, în funcție de valorile rezistoarelor exterioare.

Stabilizatoare de tensiune în comutație

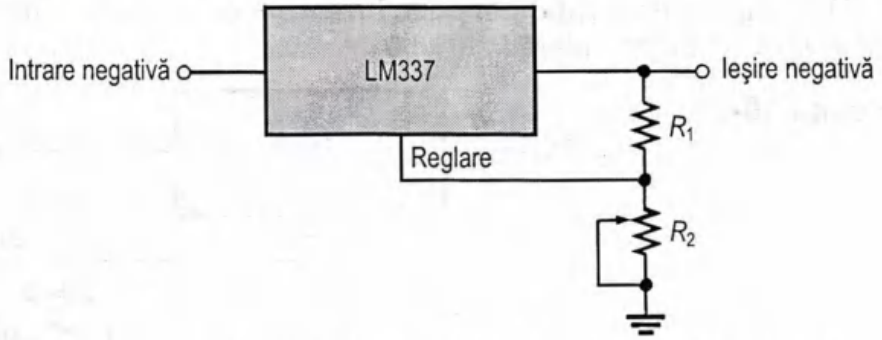
Să examinăm, ca exemplu de stabilizator de tensiune în comutație, integrat, CI 78S40. Este un dispozitiv universal, care poate funcționa, alegându-se corespunzător componentele exterioare, ca ridicător, coborâtor sau inversor de tensiune.

Componentele interne ale CI 78S40 sunt cele din fig. 18-30. Circuitul este comparabil cu stabilizatoarele elementare în comutație, discutate în secțiunea 18-4. Spre exemplu,

căutați figura 18-15(a). Oscilatoarele și comparatoarele funcționează la fel. Poarta și circuitul basculant din 78S40 nu apar în circuitul de bază din fig. 18-15(a), ele asigurând un plus de stabilizare. Tranzistoarele T_1 și T_2 au, practic, același rol ca T_1 din circuitul de bază. Blocul ce asigură referința de 1,25 V la 78S40 îndeplinește rolul diodei Zener din acel circuit, iar dioda D_1 din 78S40 corespunde diodei D_1 din fig. 18-15(a).

FIGURA 18-29

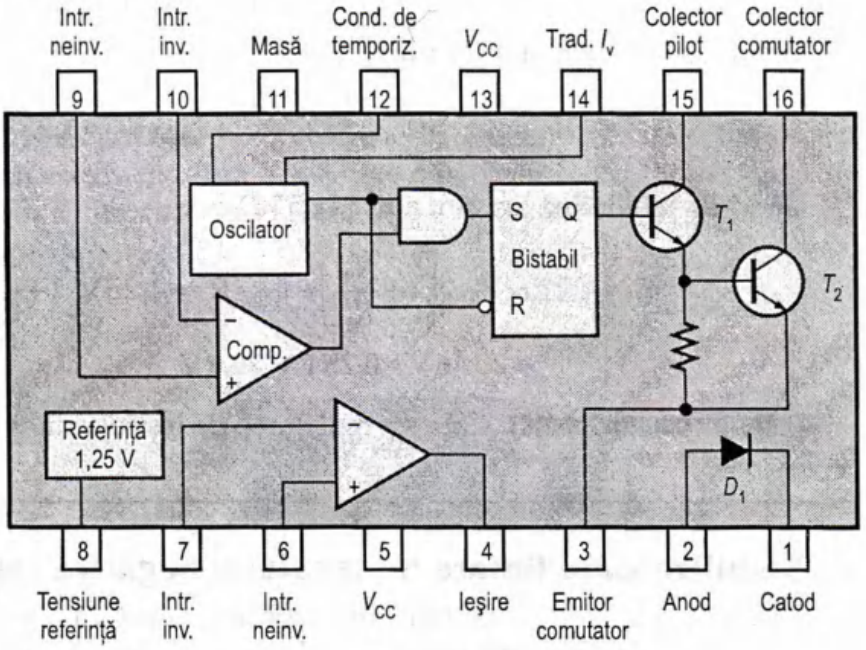
Stabilizator de tensiune negativă reglabilă, cu trei terminale, de tip LM337.



În 78S40 se mai găsește și un AO neconectat în circuit, inclus pentru orice eventualitate. El nu se utilizează în nici una dintre configurațiile de stabilizator. Pentru ca acest dispozitiv să funcționeze ca stabilizator este necesară conectarea lui într-un circuit exterior, cum veți afla în secțiunea 18-6.

FIGURA 18-30

Stabilizatorul în comutație 78S40.



SECȚIUNEA 18-5 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care sunt cele trei terminale ale unui stabilizator de tensiune fixă?
2. Ce tensiune de ieșire are CI 7809? Dar 7915?
3. Care sunt cele trei terminale ale unui stabilizator de tensiune reglabilă?
4. Ce componente exterioare sunt necesare pentru realizarea configurației de bază cu LM317?

18-6 APLICAȚII ALE STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE INTEGRATE

În secțiunea precedentă v-ați familiarizat cu câteva tipuri reprezentative de stabilizatoare de tensiune integrate, de uz general. În continuare vom examina câteva moduri în care acestor dispozitive li se pot conecta componente exterioare prin care să li se amelioreze sau să li se modifice comportarea.

După parcurgerea acestei secțiuni ar trebui să fiți capabil:

Să prezentați câteva aplicații ale stabilizatoarelor de tensiune integrate

- ▶ Să explicați rolul tranzistorului exterior de decuplare
- ▶ Să explicați rolul limitării în curent
- ▶ Să explicați cum se poate folosi un stabilizator de tensiune ca sursă de curent constant
- ▶ Să prezentați câteva condiții de utilizare a stabilizatoarelor în comutație

Tranzistorul exterior de decuplare

Așa cum știți, un stabilizator de tensiune integrat poate furniza în sarcină un curent de ieșire de până la o anumită valoare. De exemplu, curentul maxim de ieșire al stabilizatoarelor din seria 7800 este de minimum 1,3 A, tipic 2,5 A. Când curentul prin sarcină depășește valoarea maximă admisă, circuitul se supraîncălzește și stabilizatorul își încetează funcționarea. Prin supraîncălzire se înțelege faptul că puterea disipată în interiorul circuitului este prea mare.

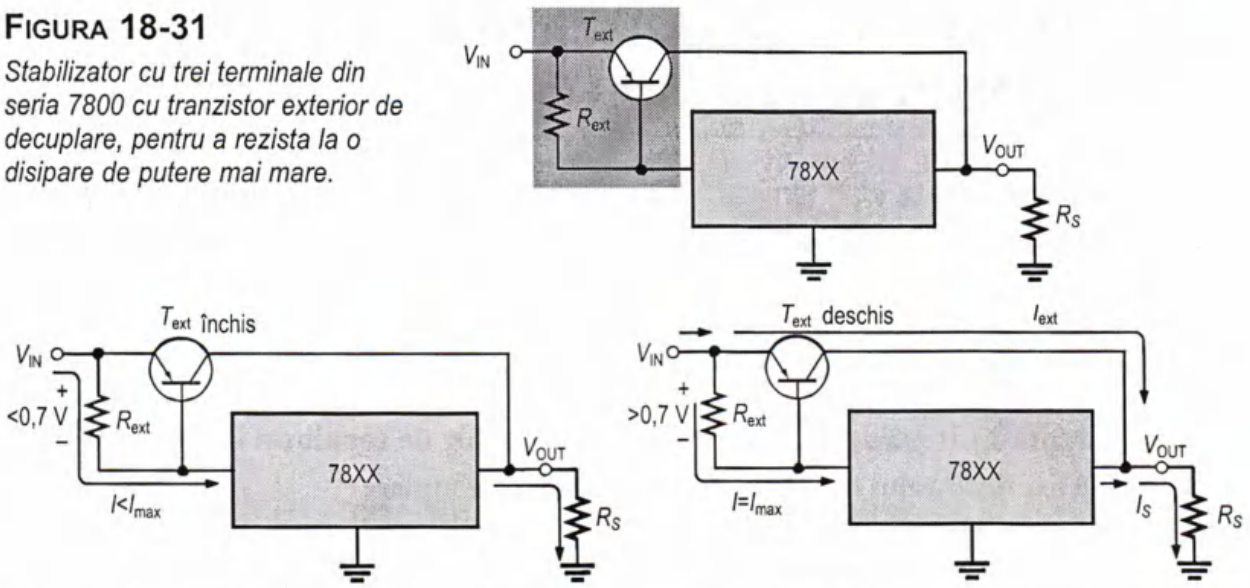
Dacă într-o anumită aplicație este nevoie de un curent mai mare decât curentul maxim pe care îl poate furniza stabilizatorul, se poate folosi un tranzistor exterior pentru decuplare. În fig. 18-31 apare un stabilizator cu trei terminale și tranzistor exterior de decuplare atașat pentru ca dispozitivul să poată funcționa și atunci când curentul de ieșire depășește curentul său maxim admis.

Valoarea rezistorului exterior traductor de curent, R_{ext}, impune valoarea curentului începând de la care T_{ext} intră în conducție, deoarece acest rezistor determină tensiunea bază-emitor aplicată tranzistorului. Atâta timp cât curentul se menține sub valoarea impusă prin R_{ext}, tranzistorul T_{ext} rămâne blocat, iar stabilizatorul funcționează la parametrii normali, cum ilustrează fig. 18-32(a), deoarece căderea de tensiune pe R_{ext} este mai mică decât cei 0,7 V ce ar trebui aplicați joncțiunii bază-emitor spre a deschide T_{ext}. R_{ext} se calculează din formula următoare, unde I_{max} este curentul maxim cu care poate lucra stabilizatorul de tensiune, independent.

$$R_{ext} = \frac{0,7\,\text{V}}{I_{max}} \qquad (18\text{-}9)$$

FIGURA 18-31

Stabilizator cu trei terminale din seria 7800 cu tranzistor exterior de decuplare, pentru a rezista la o disipare de putere mai mare.



(a) Când curentul furnizat de stabilizator este mai mic decât I_{max}, tranzistorul exterior de decuplare este blocat şi tot curentul circulă prin stabilizator.

(b) Când curentul prin sarcină depăşeşte I_{max}, căderea de tensiune pe R_{ext} deschide T_{ext}, iar acesta preia curentul excedentar.

FIGURA 18-32

Funcționarea stabilizatorului cu tranzistor exterior de decuplare.

Când curentul este suficient de intens pentru a genera pe R_{ext} o cădere de tensiune de minimum 0,7 V, tranzistorul exterior de decuplare, T_{ext}, se deschide și preia curentul ce depășește I_{max}, cum arată fig. 18-32(b). Tranzistorul se deschide mai mult sau mai puțin, în funcție de sarcină. De exemplu, pentru un curent total prin sarcină de 3 A și o valoare I_{max} aleasă de 1 A, tranzistorul exterior de decuplare va prelua 2 A, adică diferența față de curentul I_{max}, propriu stabilizatorului de tensiune independent.

EXEMPLUL 18-7

Ce valoare trebuie să aibă R_{ext} dacă valoarea maximă a curentului cu care stabilizatorul de tensiune din fig. 18-31 poate lucra independent este de 700 mA?

Rezolvare

$$R_{ext} = \frac{0{,}7\,\text{V}}{I_{max}} = \frac{0{,}7\,\text{V}}{0{,}7\,\text{A}} = \mathbf{1\,\Omega}$$

Exercițiu complementar Dacă R_{ext} se înlocuiește cu unul de 1,5 Ω, la ce valoare a curentului se va deschide T_{ext}?

Tranzistorul exterior de decuplare este, de obicei, un tranzistor de putere montat pe radiator, capabil să funcționeze la puterea maximă:

$$P_{ext} = I_{ext}\,(V_{IN} - V_{OUT})$$

EXEMPLUL 18-8

Care trebuie să fie puterea minimă a tranzistorului exterior de decuplare aferent unui stabilizator 7824 conectat într-un circuit ca acela din fig. 18-31? Tensiunea de intrare este de 30 V, iar rezistența de sarcină, de 10 Ω. Curentul maxim al stabilizatorului independent trebuie să fie de 700 mA. Se consideră că nu se folosește radiator. Amintiți-vă că utilizarea radiatorului permite creșterea puterii disipate de tranzistor, deci se poate alege un tranzistor de putere mai mică.

Rezolvare

Curentul de sarcină este:

$$I_S = \frac{V_{OUT}}{R_S} = \frac{24\,V}{10\,\Omega} = 2,4\,A$$

Curentul prin T_{ext} este:

$$I_{ext} = I_S - I_{max} = 2,4\,A - 0,7\,A = 1,7\,A$$

Puterea disipată de T_{ext} este:

$$P_{ext(min)} = I_{ext}(V_{IN} - V_{OUT}) = (1,7\,A)(30\,V - 24\,V) = (1,7\,A)(6\,V) = \mathbf{10,2\,W}$$

Se alege un tranzistor de putere cu o putere mai mare de 10,2 W, ca marjă de siguranță, de exemplu, de minimum 15 W.

Exercițiu complementar Reluați exemplul pentru un stabilizator de tipul 7815.

Limitarea curentului

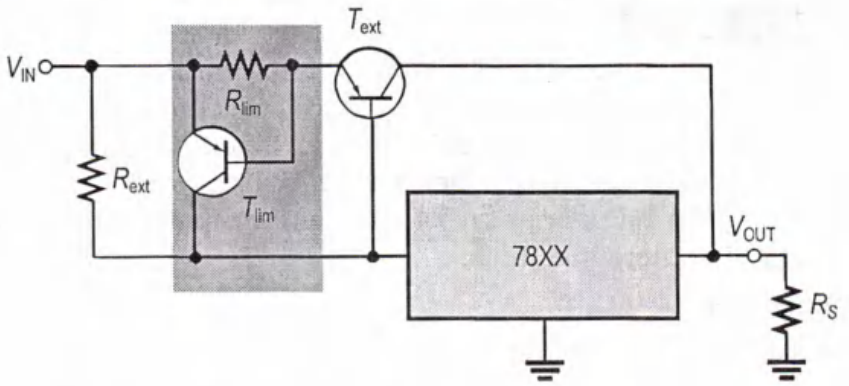
Circuitul din fig. 18-31 prezintă dezavantajul că tranzistorul exterior nu este protejat în cazul în care curentul depășește o anumită valoare, ca, de exemplu, la apariția unui scurtcircuit la ieșire. Pentru a proteja tranzistorul T_{ext} și a evita distrugerea lui se poate adăuga un circuit de limitare a curentului (T_{lim} și R_{lim}), ca în fig. 18-33.

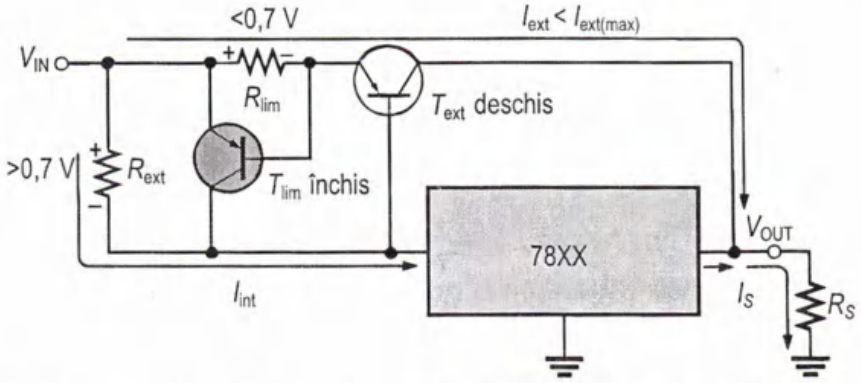
Iată cum funcționează circuitul de limitare a curentului. Rezistorul traductor de curent, R_{lim}, determină V_{BE} aplicată tranzistorului T_{lim}. Acum, tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_{ext} este $V_{R_{ext}} - V_{R_{lim}}$, deoarece aceste tensiuni au sensuri opuse. Deci, la funcționare normală, căderea de tensiune pe R_{ext} trebuie să fie suficient de mare pentru a o depăși pe cea de sens opus, de pe R_{lim}. Dacă, din cauza apariției unui scurtcircuit la ieșire sau a defectării circuitului de sarcină, curentul prin T_{ext} depășește o valoare maximă ($I_{ext(max)}$), căderea de tensiune pe R_{lim} atinge 0,7 V, iar T_{lim} începe să conducă. În această situație, T_{lim} preia curentul care circula prin T_{ext}, forțându-l să circule numai prin stabilizator, ceea ce va duce la supraîncălzirea acestuia, urmată de încetarea funcționării. Amintiți-vă că stabilizatorul este dotat din construcție cu protecție internă la supraîncălzire.

Funcționarea este ilustrată în fig. 18-34. În fig. (a) este prezentată funcționarea normală a circuitului, cu T_{ext} în conducție, parcurs de un curent sub limita admisă cu T_{lim} blocat. În fig. (b) observați ce se întâmplă dacă la ieșire apare un scurtcircuit. Curentul prin T_{ext} crește brusc, ducând la creșterea căderii de tensiune de pe R_{lim}, care deschide tranzistorul T_{lim}. Acum, curentul este deviat prin stabilizator, ceea ce duce la încetarea funcționării acestuia din cauza supraîncălzirii.

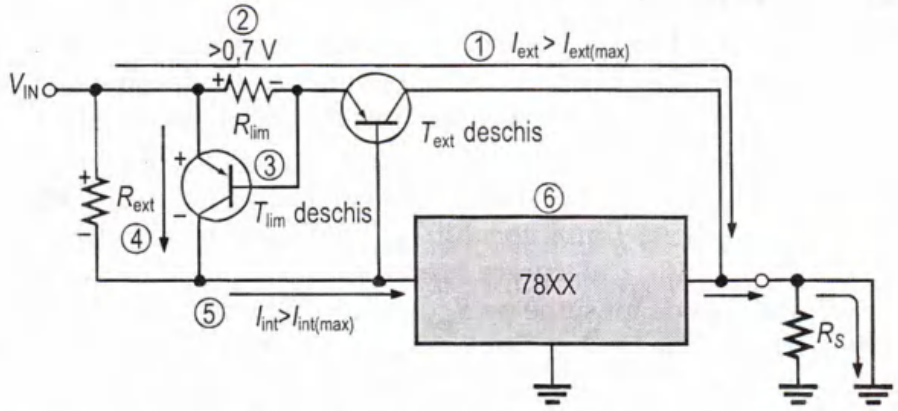
FIGURA 18-33

Stabilizator cu circuit de limitare a curentului.





(a) În funcționare normală, dacă prin sarcină nu circulă un curent prea mare, T_{lim} este blocat.



(b) La apariția unui scurtcircuit ①, curentul exterior depășește o anumită valoare, căderea de tensiune pe R_{lim} crește ② și deschide T_{lim} ③, care preia atunci curentul ce circula prin T_{ext} și îl direcționează către stabilizator ④, provocând o depășire a valorii maxime a curentului intern al stabilizatorului ⑤ și obligându-l pe acesta să-și înceteze funcționarea din cauza supraîncălzirii ⑥.

FIGURA 18-34

Limitarea de curent la un circuit stabilizator.

Stabilizator de curent

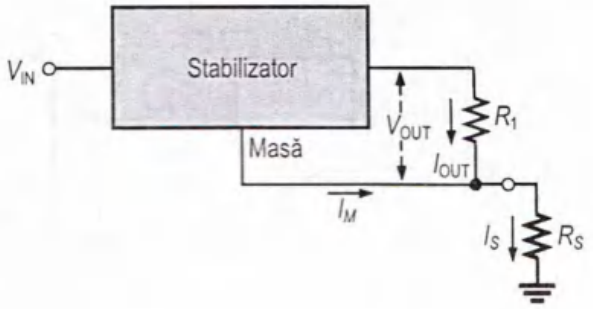
Un stabilizator cu trei terminale poate servi și ca sursă de curent dacă o aplicație necesită alimentarea cu un curent constant a unei sarcini variabile. Circuitul de bază este cel din fig. 18-35, unde R_1 este rezistorul de reglare a curentului. Stabilizatorul asigură o tensiune constantă prestabilită, V_{OUT}, între terminalul de masă (în cazul de față, acesta nu este conectat la masă) și terminalul de ieșire. V_{OUT} impune curentul constant furnizat în sarcină.

$$I_S = \frac{V_{OUT}}{R_1} + I_M \tag{18-10}$$

Curentul I_M, prin terminalul de masă, este foarte slab în comparație cu cel de ieșire și de multe ori se neglijează.

FIGURA 18-35

Stabilizator cu trei terminale în configurație de sursă de curent.



EXEMPLUL 18-9

Ce valoare trebuie să aibă R_1 pentru ca un stabilizator 7805 să furnizeze un curent constant de 1 A unei sarcini variabile? Tensiunea de intrare trebuie să fie cu minimum 2 V mai mare decât cea de ieșire, iar I_M = 1,5 mA.

Rezolvare

În primul rând, un curent de 1 A se înscrie în limitele de funcționare normală ale CI 7805 (amintiți-vă că acesta suportă un curent de 1,3 A fără să necesite un tranzistor exterior de decuplare).

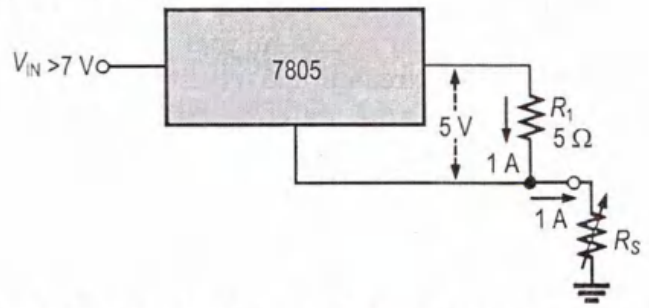
La CI 7805, tensiunea între terminalul de masă și cel de ieșire este de 5 V. Prin urmare, dacă se dorește obținerea unui curent de 1 A, rezistorul de reglare a curentului trebuie să aibă valoarea (neglijând I_M):

$$R_1 = \frac{V_{OUT}}{I_s} = \frac{5\text{V}}{1\text{A}} = \mathbf{5\Omega}$$

Circuitul este prezentat în fig. 18-36.

FIGURA 18-36

Sursă de curent constant de 1 A.



Exercițiu complementar Dacă stabilizatorul 7805 se înlocuiește cu 7812, ce valoare trebuie să aibă R_1 pentru a menține curentul constant de 1 A?

Configurații de stabilizatoare în comutație

În secțiunea 18-5 am prezentat CI 78S40 ca exemplu de stabilizator de tensiune în comutație integrat. În fig. 18-37 apar conexiunile exterioare pentru configurația coborâtoare de tensiune, cu tensiunea de ieșire mai mică decât cea de intrare, iar în fig. 18-38, configurația este ridicătoare de tensiune, adică tensiunea de ieșire este mai mare decât cea de intrare. O altă configurație posibilă este cea inversoare de tensiune, dar nu este prezentată aici.

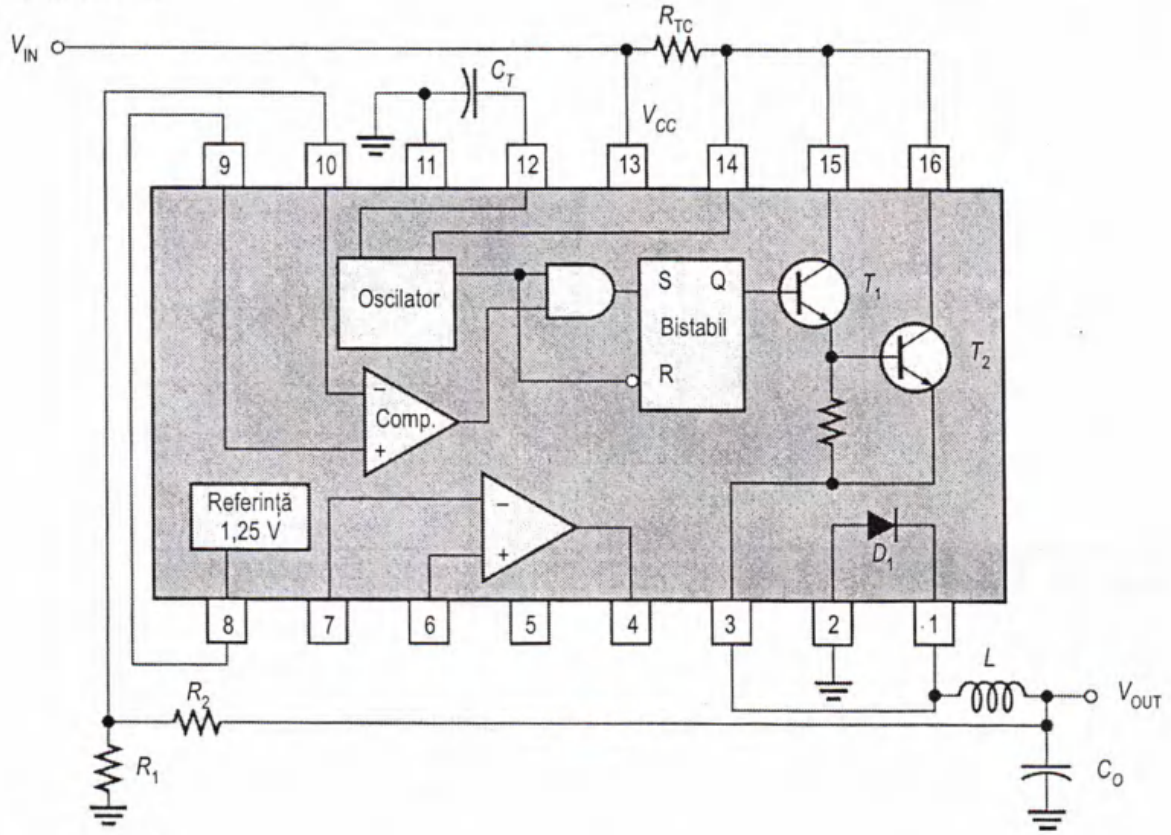


FIGURA 18-37

Configurație coborâtoare de tensiune realizată cu stabilizatorul în comutație 78S40.

Condensatorul de temporizare C_T stabilește lățimea impulsurilor și frecvența oscilatorului și, prin acestea, timpul de conducție a tranzistorului T_2. Pe baza căderii de tensiune de pe rezistorul traductor de curent R_{TC}, factorul de comandă al oscilatorului variază în funcție de valoarea de vârf dorită a curentului prin sarcină. Prin divizorul de tensiune format din R_1 și R_2 se preia din tensiunea de ieșire nominală o valoare egală cu tensiunea de referință. Dacă V_{OUT} depășește valoarea stabilită, ieșirea comparatorului trece în starea de nivel inferior, iar poarta nu mai permite blocarea tranzistorului T_2 până când tensiunea nu scade la valoarea inițială. Acest proces de stabilizare îl suplimentează pe cel rezultat din variația factorului de comandă al oscilatorului, descris în secțiunea 18-4, unde am prezentat schema de bază a unui stabilizator în comutație.

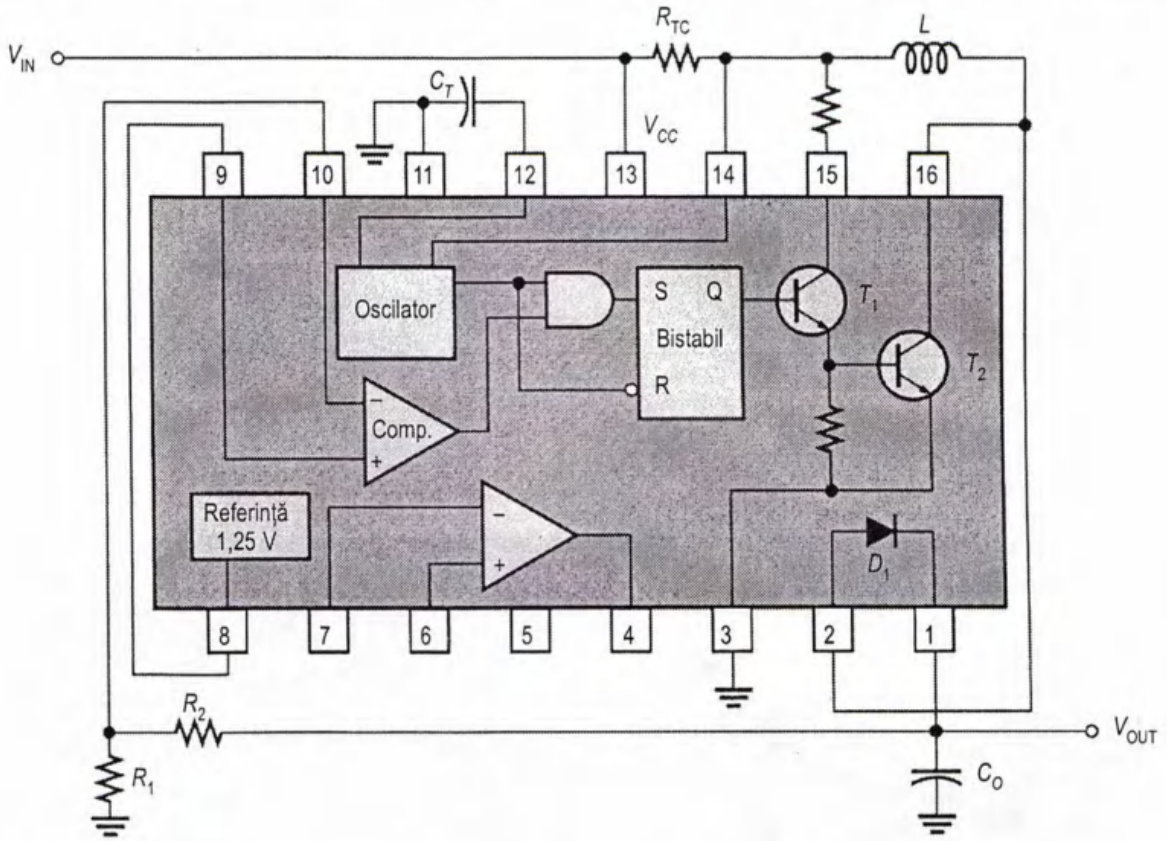


FIGURA 18-38

Configurație ridicătoare de tensiune realizată cu stabilizatorul în comutație 78S40.

SECȚIUNEA 18-6 ÎNTREBĂRI RECAPITULATIVE

1. Care este scopul conectării unui tranzistor de decuplare în circuitul exterior al unui stabilizator de tensiune integrat?
2. Ce avantaj prezintă limitarea curentului la un stabilizator de tensiune?
3. Ce este *supraîncălzirea*?

18-7 APLICAȚIE PRACTICĂ

Sursa de alimentare stabilizată care constituie obiectul aplicației practice de față trebuie să furnizeze o tensiune continuă dublă, de ±12 V, receptorului MF din capitolul 16. Sursa de alimentare cuprinde un redresor dublă alternanță în punte, cu cuplaj prin transformator și filtrare, și stabilizatoare de tensiune cu trei terminale pentru cele două tensiuni, pozitivă și negativă.

Schema bloc a sursei duble de alimentare apare în fig. 18-39, iar cartela cu circuitul, în fig. 18-40. Condensatoarele acelea mari, montate vertical, sunt condensatoarele de filtrare, de 100 μF. Condensatoarele de 0,33 μF și 1 μF nu sunt necesare în orice aplicație,

însă utilizarea lor este recomandată de producător în scopul ameliorării stabilității și răspunsului de regim tranzitoriu.

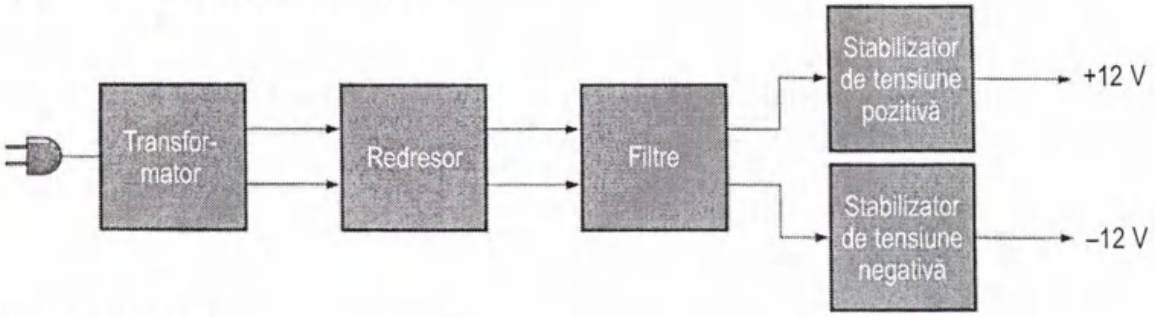


FIGURA 18-39

Schema bloc a sursei duble de alimentare.

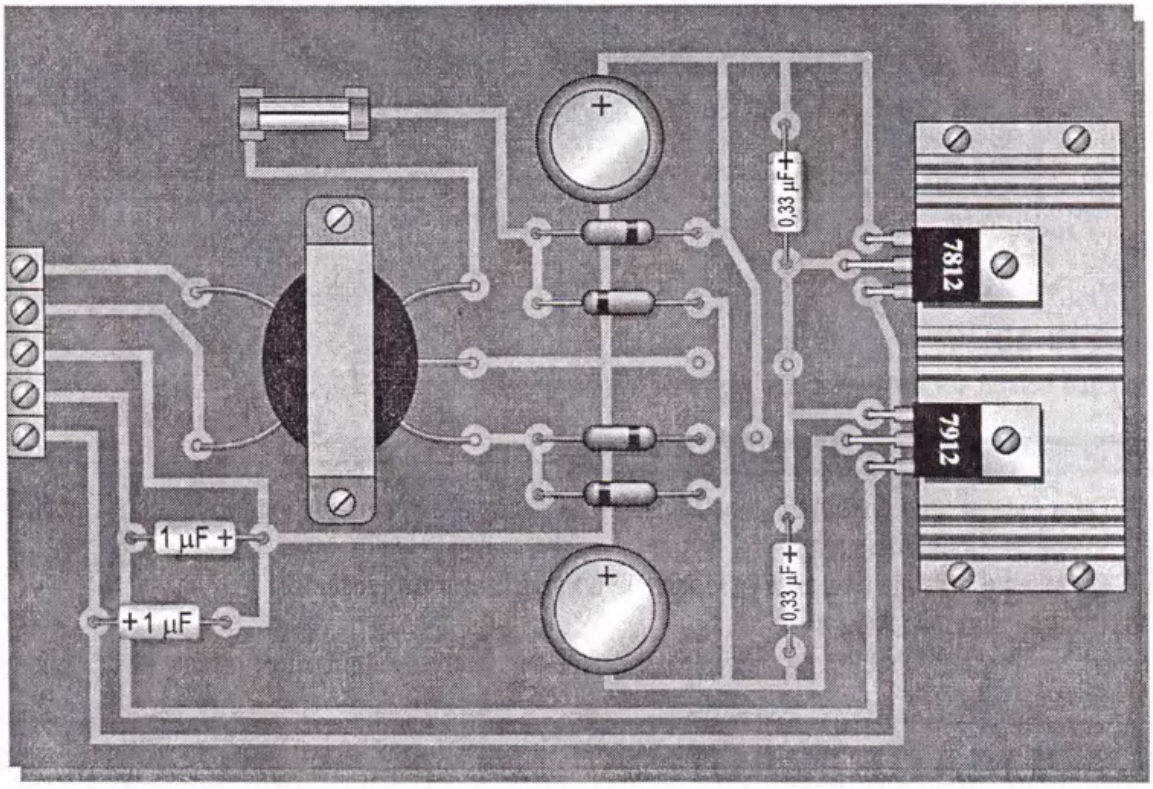


FIGURA 18-40

Cartela cu circuitul sursei duble de alimentare.

Cartela cu circuitul sursei duble de alimentare

- Verificați corectitudinea asamblării cartelei din fig. 18-40 făcând comparația cu schema din fig. 18-41 și consultând foile de catalog aferente CI 7812 și 7912, din anexa C. Pe spatele cartelei se află mai multe conexiuni, orificiile corespunzătoare acestora fiind aliniate orizontal.
- Marcați pe desenul cartelei, în conformitate cu schema, simbolurile componentelor, intrările și ieșirile.

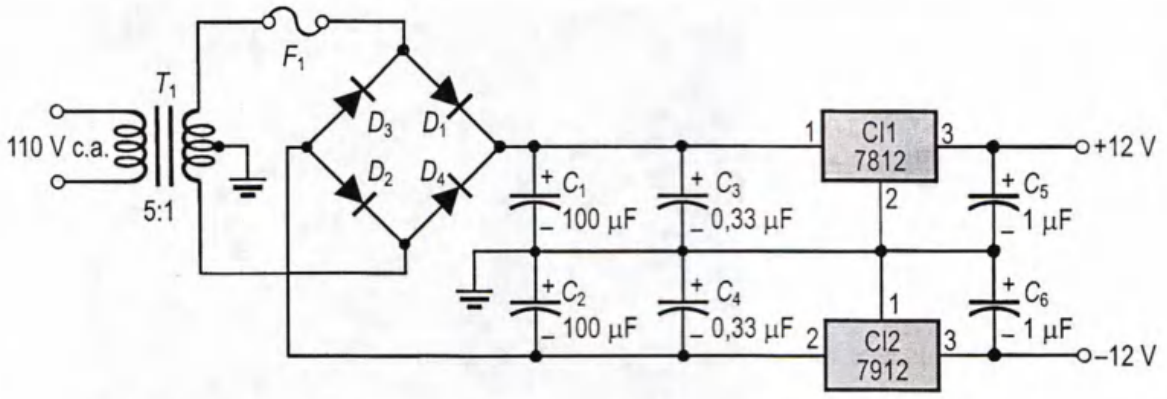


FIGURA 18-41

Schema electrică a sursei duble de alimentare.

Circuitul sursei de alimentare

- Determinați, cu aproximație, tensiunea corespunzătoare fiecăruia dintre cele patru noduri ale punții. Tensiunea de ieșire a transformatorului este de 24 V ef.
- Calculați tensiunea inversă de vârf a diodelor redresoare.
- Determinați tensiunea de la intrarea fiecărui stabilizator de tensiune.
- Considerăm că, în cadrul receptorului MF din capitolul 16, se folosesc AO numai în circuitele de separare a canalelor. Dacă toate celelalte circuite din receptor, cu excepția celor de separare a canalelor, sunt alimentate doar cu +12 V și absorb un curent continuu mediu de 100 mA, calculați curentul total pe care trebuie să îl furnizeze fiecare stabilizator.
- Având în vedere valoarea curentului continuu absorbit de receptor, arătați dacă stabilizatoarele necesită radiatoare.

Metoda de testare

Elaborați o metodă generală conform căreia să se facă testarea minuțioasă a sursei duble de alimentare.

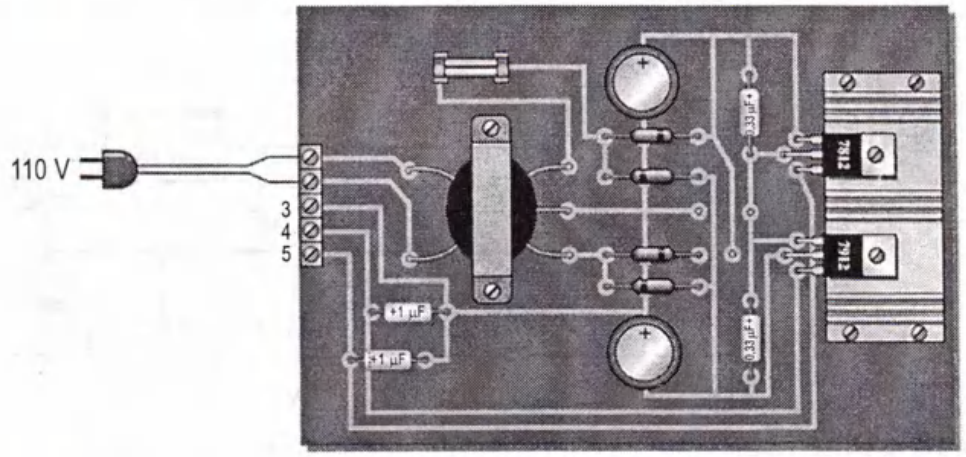
Depanarea

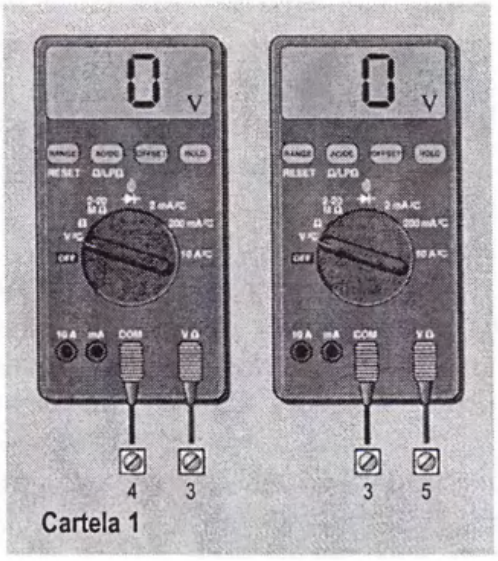
Pornind de la rezultatele prezentate în fig. 18-42, obținute în urma testării a patru cartele cu surse de alimentare defecte, stabiliți, în fiecare caz, care sunt defectele cele mai probabile.

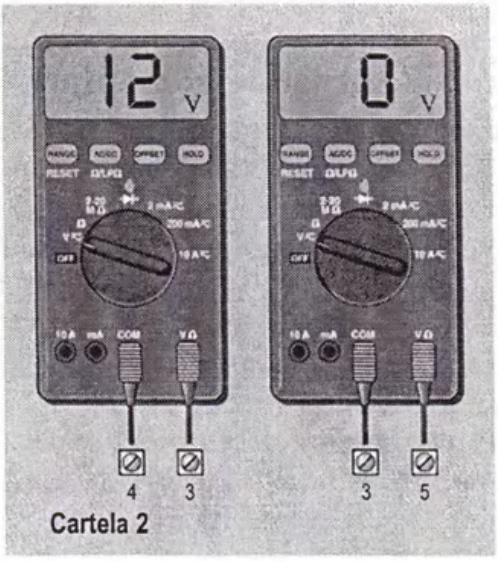
Documentul final

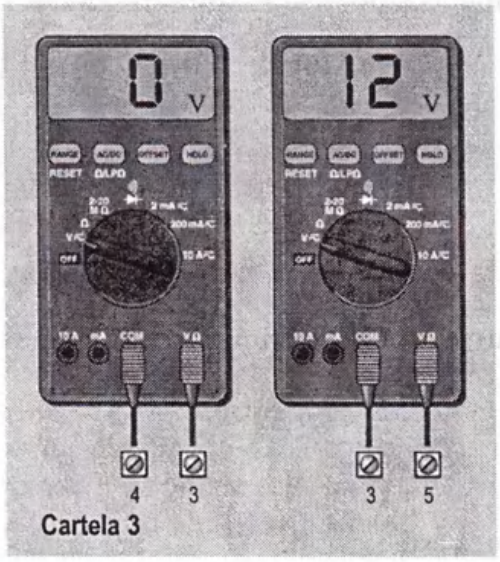
În final, întocmiți un document asupra sursei duble de alimentare, în care să prezentați următoarele aspecte:

1. Descrierea fizică a circuitului.
2. Prezentarea modului de funcționare al circuitului.
3. Lista caracteristicilor.
4. Lista componentelor cu codurile lor, dacă este posibil.
5. Lista tipurilor de problemelor întâlnite la cele patru aparate defecte.









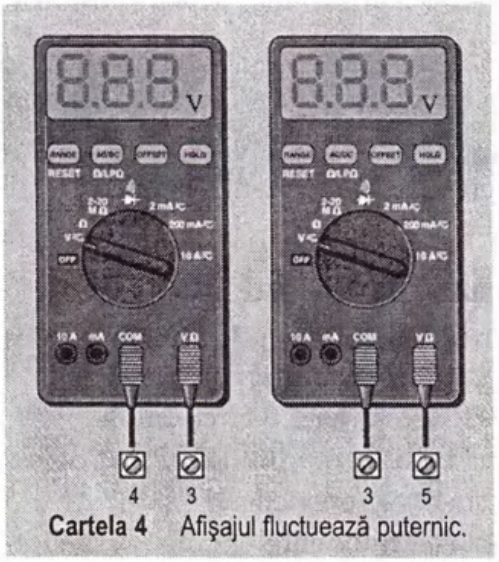


FIGURA 18-42

Rezultatele testării a patru cartele cu surse de alimentare defecte.

■ REZUMATUL CAPITOLULUI

■ Stabilizatoarele de tensiune mențin la ieșire o tensiune continuă constantă când tensiunea de intrare sau sarcina variază între anumite limite.

■ Un stabilizator de tensiune simplu este alcătuit dintr-o sursă de tensiune de referință, un amplificator de eroare, un circuit de control și un dispozitiv regulator. Majoritatea stabilizatoarelor sunt prevăzute și cu circuite de protecție.

■ Stabilizatoarele de tensiune se împart în două mari categorii: liniare și în comutație.

■ Cele două tipuri principale de stabilizatoare liniare sunt: serie și paralel.

■ La stabilizatorul liniar serie, elementul regulator este un tranzistor conectat în serie cu sarcina.

■ La stabilizatorul liniar paralel, elementul regulator este un tranzistor conectat în paralel cu sarcina.

■ Cele trei configurații de stabilizatoare în comutație sunt: coborâtoare de tensiune, ridicătoare de tensiune și inversoare de tensiune.

■ Stabilizatoarele în comutație au randamentul mai bun decât cele liniare și sunt utilizate în special în aplicații caracterizate prin tensiuni mici și curenți mari.

■ Stabilizatoarele liniare integrate cu trei terminale se realizează în variantele cu tensiune de ieșire fixă și cu tensiune de ieșire reglabilă, tensiunea de ieșire putând fi pozitivă sau negativă.

■ Dacă se utilizează un tranzistor exterior de decuplare, stabilizatorul admite un curent de ieșire mai mare.

■ Seria de CI 7800 cuprinde stabilizatoare cu trei terminale, cu tensiune de ieșire fixă pozitivă.

■ Seria de CI 7900 cuprinde stabilizatoare cu trei terminale, cu tensiune de ieșire fixă negativă.

■ LM317 este un stabilizator integrat cu trei terminale, cu tensiune de ieșire reglabilă pozitivă.

■ LM337 este un stabilizator integrat cu trei terminale, cu tensiune de ieșire reglabilă negativă.

■ 78S40 este un stabilizator de tensiune în comutație.

■ GLOSAR

Termenii următori se găsesc și în glosarul de la sfârșitul cărții.

Limitarea curentului prin întoarcere Metodă de limitare a curentului aplicată la stabilizatoarele de tensiune.

Stabilizare în raport cu variația sarcinii Variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație dată a sarcinii.

Stabilizare în raport cu variația tensiunii de intrare Variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație dată a tensiunii de intrare (alimentare).

Stabilizator Circuit electronic a cărui tensiune de ieșire se menține practic constantă în raport cu variațiile tensiunii de intrare sau ale sarcinii.

Supraîncălzire Stare ce caracterizează un stabilizator când puterea disipată în interiorul circuitului depășește o anumită valoare maximă, din cauza unui curent prea mare.

■ FORMULE DE BAZĂ

Stabilizarea tensiunii

(18-1) Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare $= \dfrac{(\Delta V_{OUT} / V_{OUT})100\%}{\Delta V_{IN}}$

Stabilizarea procentuală în raport cu variația tensiunii de intrare, în %/V

(18-2) Stabilizarea în raport cu variația sarcinii $= \left(\dfrac{V_{GOL} - V_{S(MIN)}}{V_{S(MIN)}} \right) 100\%$

Stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii

Stabilizatoare serie elementare

(18-3) $V_{OUT} \cong \left(1 + \dfrac{R_2}{R_3}\right) V_{REF}$ Tensiunea de ieșire a stabilizatorului

(18-4) $I_{S(max)} = \dfrac{0{,}7\,\text{V}}{R_4}$ Pentru limitarea la o valoare fixă a curentului de ieșire (la siliciu)

Stabilizatoare paralel elementare

(18-5) $I_{S(max)} = \dfrac{V_{IN}}{R_1}$ Curentul maxim prin sarcină

Stabilizatoare în comutație elementare

(18-6) $V_{OUT} = \left(\dfrac{t_{cond}}{T}\right) V_{IN}$ La stabilizatorul în comutație coborâtor de tensiune

(18-7) $V_{OUT} = \left(\dfrac{T}{t_{cond}}\right) V_{IN}$ La stabilizatorul în comutație ridicător de tensiune

Stabilizatoare de tensiune integrate

(18-8) $V_{OUT} = V_{REF}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + I_{REG} R_2$ La CI stabilizatoare

(18-9) $R_{ext} = \dfrac{0{,}7\,\text{V}}{I_{max}}$ În circuitul exterior de decuplare

(18-10) $I_S = \dfrac{V_{OUT}}{R_1} + I_M$ La stabilizator în configurație de sursă de curent

■ TEST DE AUTOEVALUARE

1. În cazul stabilizării în raport cu variația tensiunii de intrare,
   (a) tensiunea de ieșire rămâne constantă când variază temperatura
   (b) curentul prin sarcină rămâne constant când variază tensiunea de ieșire
   (c) tensiunea de ieșire rămâne constantă când variază tensiunea de intrare
   (d) tensiunea de ieșire rămâne constantă când variază sarcina
2. În cazul stabilizării în raport cu variația sarcinii,
   (a) tensiunea de ieșire rămâne constantă când variază temperatura
   (b) curentul prin sarcină rămâne constant când variază tensiunea de intrare
   (c) curentul prin sarcină rămâne constant când variază sarcina
   (d) tensiunea de ieșire rămâne constantă când variază sarcina
3. Toate elementele de mai jos se regăsesc într-un stabilizator, *excepție* făcând doar:
   (a) elementul regulator (b) circuitul de control
   (c) repetorul (d) amplificatorul de eroare
   (e) tensiunea de referință
4. Principala diferență dintre un stabilizator serie și unul paralel constă în:
   (a) valoarea admisă pentru curent
   (b) poziția elementului regulator
   (c) tipul circuitului de control
   (d) tipul de amplificator de eroare
5. La un stabilizator serie elementar, V_{OUT} este impusă de:
   (a) elementul regulator (b) circuitul de control
   (c) tensiunea de referință (d) răspunsurile (b) și (c)
6. Scopul principal al limitării curentului la un stabilizator este:
   (a) protejarea stabilizatorului la curenți prea mari
   (b) protejarea sarcinii la curenți prea mari
   (c) prevenirea arderii transformatorului din sursa de alimentare
   (d) menținerea unei tensiuni de ieșire constante
7. Într-un stabilizator liniar, tranzistorul regulator este în conducție:
   (a) un mic interval de timp (b) jumătate din timp
   (c) tot timpul (d) numai când curentul prin sarcină este prea mare
8. Într-un stabilizator în comutație, tranzistorul regulator este în conducție:
   (a) o parte din timp
   (b) tot timpul
   (c) numai când tensiunea de intrare depășește o limită prestabilită
   (d) numai când apare o suprasarcină
9. LM317 este un CI:
   (a) stabilizator de tensiune negativă cu trei terminale
   (b) stabilizator de tensiune fixă pozitivă
   (c) stabilizator în comutație (d) stabilizator liniar
   (e) stabilizator de tensiune pozitivă reglabilă
   (f) numai răspunsurile (b) și (d) (g) numai răspunsurile (d) și (e)

10. Tranzistorul exterior de decuplare servește la:
    (a) mărirea tensiunii de ieșire
    (b) ameliorarea stabilizării
    (c) mărirea curentului de lucru admis al stabilizatorului
    (d) protecția la scurtcircuit

■ PROBLEME ELEMENTARE

Secțiunea 18-1 Stabilizarea tensiunii

1. Tensiunea de ieșire nominală a unui stabilizator este de 8 V. Ea variază cu 2 mV când tensiunea de intrare crește de la 12 V la 18 V. Calculați stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare ca variație procentuală față de tot domeniul de valori al V_{IN}.
2. Exprimați în %/V stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare pe care ați calculat-o la problema 1.
3. Tensiunea de ieșire a unui stabilizator este, în gol, de 10 V, iar cu sarcina minimă, de 9,90 V. Cât este stabilizarea procentuală în raport cu variația sarcinii?
4. Știind că, în problema 3, curentul corespunzător sarcinii minime este de 250 mA, exprimați în %/mA stabilizarea în raport cu variația sarcinii.

Secțiunea 18-2 Stabilizatoare serie elementare

5. Identificați blocurile funcționale ale stabilizatorului de tensiune din fig. 18-43.
6. Determinați tensiunea de ieșire a stabilizatorului din fig. 18-44.

FIGURA 18-43

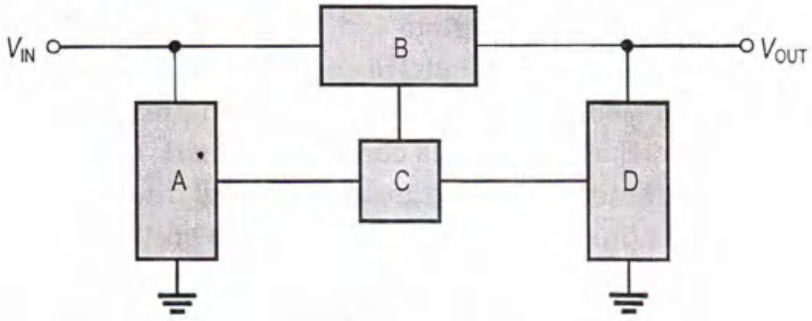
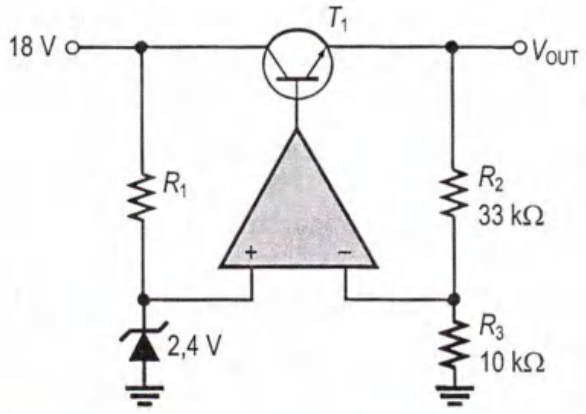


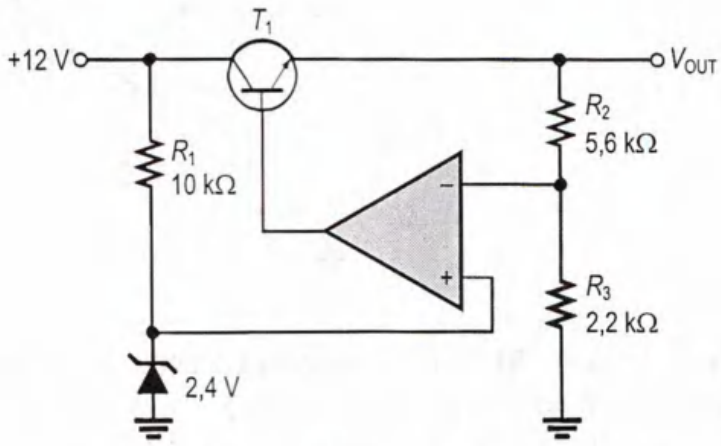
FIGURA 18-44



7. Determinați tensiunea de ieșire a stabilizatorului serie din fig. 18-45.

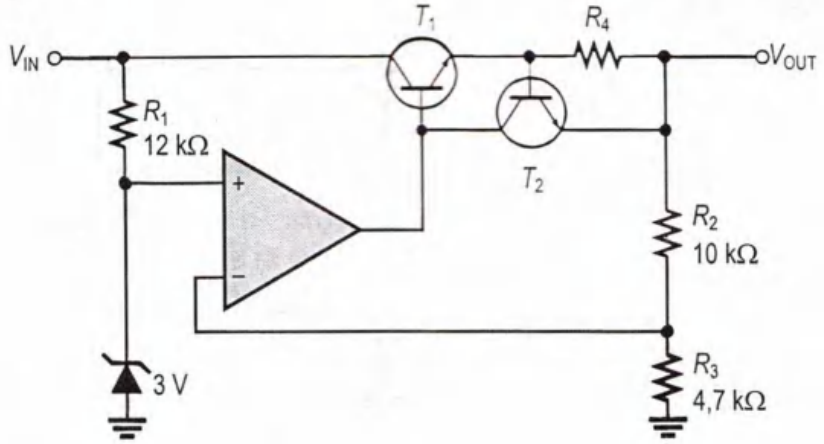
8. Dacă R_3 din fig. 18-45 se înlocuiește cu un rezistor de 4,7 kΩ, cum se modifică tensiunea de ieșire?
9. Dacă tensiunea diodei Zener din fig. 18-45 este acum de 2,7 V, în loc de 2,4 V, cât este tensiunea de ieșire?

FIGURA 18-45



10. În fig. 18-46 este reprezentat un stabilizator de tensiune serie cu limitare a curentului de ieșire la o valoare fixă. Determinați valoarea R_4 dacă valoarea de limitare a curentului prin sarcină trebuie să fie de maximum 250 mA. Ce putere trebuie să suporte R_4?
11. Dacă valoarea R_4 este jumătate din cea calculată la problema 10, cât este curentul maxim prin sarcină?

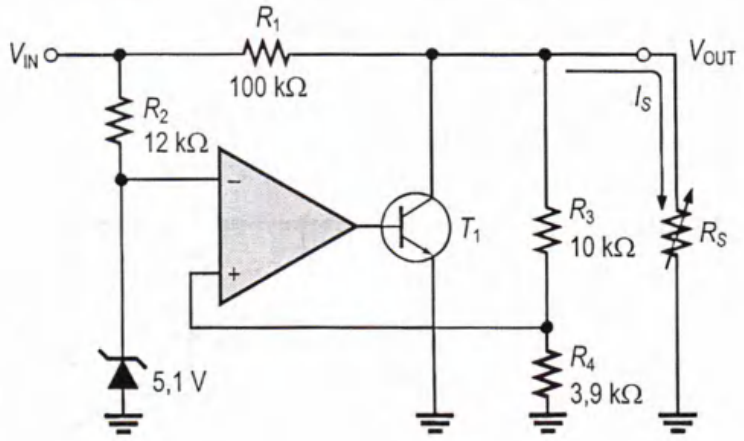
FIGURA 18-46



Secțiunea 18-3 Stabilizatoare paralel elementare

12. T_1, din stabilizatorul paralel din fig. 18-47, va conduce mai mult sau mai puțin la creșterea curentului de sarcină? De ce?
13. Considerăm că, în fig. 18-47, I_S rămâne constant și V_{IN} variază cu 1 V. Cu cât variază curentul de colector al tranzistorului T_1?
14. La o tensiune de intrare constantă de 17 V, rezistența de sarcină din fig. 18-47 variază de la 1 kΩ la 1,2 kΩ. Neglijând variația tensiunii de ieșire, cu cât variază curentul de șunt prin T_1?
15. Dacă tensiunea de intrare maximă admisă de circuitul din fig. 18-47 este de 25 V, care este valoarea maximă pe care o poate lua curentul de ieșire cu ieșirea în scurtcircuit? Ce putere trebuie să suporte R_1?

FIGURA 18-47



Secțiunea 18-4 Stabilizatoare în comutație elementare

16. În fig. 18-48 este prezentat un stabilizator în comutație elementar. Dacă frecvența de comutație a tranzistorului este de 100 Hz, iar timpul de blocare este de 6 ms, cât este tensiunea de ieșire?
17. Ce factor de comandă are tranzistorul din problema 16?
18. Determinați tensiunea de ieșire a stabilizatorului în comutație din fig. 18-49 pentru un factor de comandă de 40%.

FIGURA 18-48

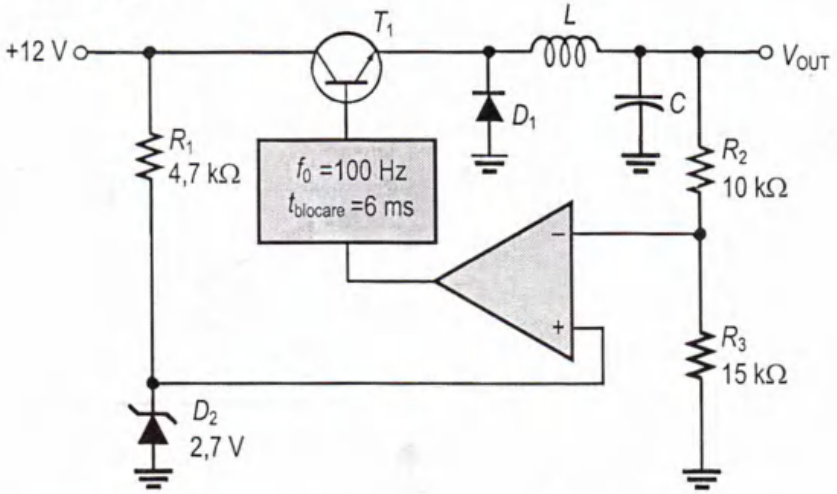
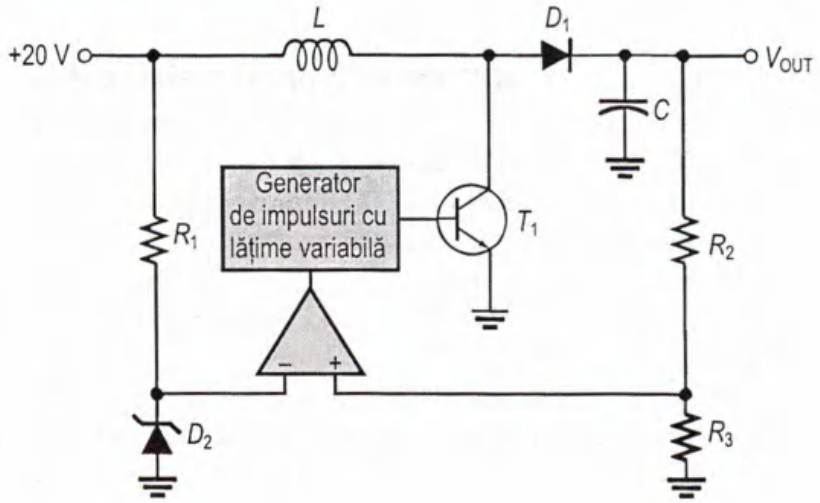


FIGURA 18-49



19. În cazul în care timpul de conducție a tranzistorului T_1 din fig. 18-49 se micșorează, tensiunea de ieșire crește sau scade?

Secțiunea 18-5 Stabilizatoare de tensiune integrate

20. Ce tensiune de ieșire are fiecare dintre următoarele CI stabilizatoare?
(a) 7806 (b) 7905.2 (c) 7818 (d) 7924

21. Determinați tensiunea de ieșire a stabilizatorului din fig. 18-50. $I_{REG} = 50\ \mu A$.

22. Determinați tensiunile minimă și maximă de la ieșirea circuitului din fig. 18-51. $I_{REG} = 50\ \mu A$.

FIGURA 18-50

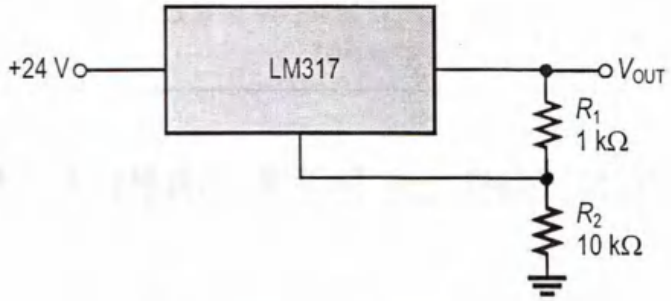
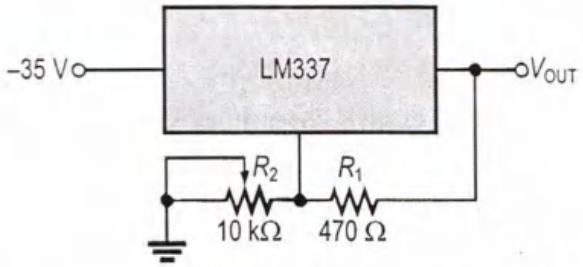


FIGURA 18-51



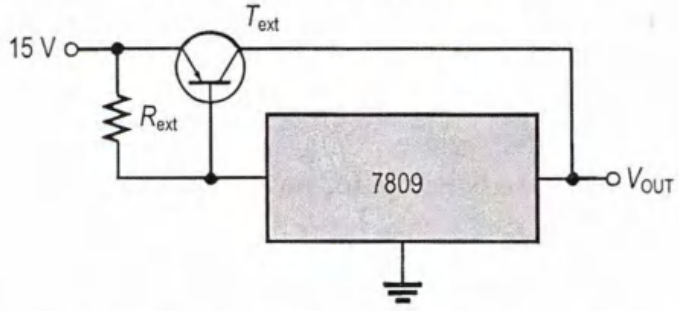
23. Ce curent circulă prin stabilizatorul din fig. 18-50 cu ieșirea în gol? Se neglijează curentul prin terminalul de reglare.

24. Alegeți valorile necesare pentru rezistoarele din circuitul exterior al unui CI LM317 astfel ca tensiunea de ieșire să fie de 12 V la o tensiune de intrare de 18 V. Curentul maxim furnizat de stabilizator cu ieșirea în gol trebuie să fie de 2 mA. Circuitul nu este prevăzut cu tranzistor exterior de decuplare.

Secțiunea 18-6 Aplicații ale stabilizatoarelor de tensiune integrate

25. Determinați R_{ext} din circuitul de stabilizare din fig. 18-52 în cazul în care curentul maxim propriu stabilizatorului integrat trebuie să fie de 250 mA.

FIGURA 18-52



26. Dacă în circuitul din fig. 18-52 se utilizează un stabilizator de tensiune de tipul 7812 și o sarcină de 10 Ω, ce putere va trebui disipată de tranzistorul exterior de

decuplare? Valoarea maximă a curentului propriu stabilizatorului integrat este fixată la 500 mA prin intermediul R_{ext}.

27. Arătați cum se poate realiza limitarea curentului în cazul circuitului din fig. 18-52. Ce valoare trebuie să aibă rezistorul de limitare pentru ca limitarea curentului exterior să aibă loc la 2 A?
28. Proiectați un circuit cu LM317, care să furnizeze într-o sarcină un curent constant de 500 mA.
29. Reluați problema 28 utilizând un CI 7909.
30. Dacă un stabilizator în comutație realizat cu CI 78S40 stabilizează o tensiune de intrare de 12 V, furnizând la ieșire 6 V, calculați valorile rezistoarelor ce formează divizorul de tensiune exterior.

■ RĂSPUNSURI LA ÎNTREBĂRILE RECAPITULATIVE

Secțiunea 18-1

1. Variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație dată a tensiunii de intrare.
2. Variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație dată a curentului de sarcină.

Secțiunea 18-2

1. Elementul regulator, amplificatorul de eroare, circuitul de control, tensiunea de referință.
2. 2 V

Secțiunea 18-3

1. La stabilizatorul paralel, elementul regulator este conectat în paralel cu sarcina, nu în serie.
2. La stabilizatoarele paralel, pentru limitarea curentului nu este necesar un circuit suplimentar. Dezavantajul constă în faptul că stabilizatoarele paralel au randamentul mai mic decât cele serie.

Secțiunea 18-4

1. Coborâtor de tensiune, ridicător de tensiune și inversor de tensiune
2. Stabilizatoarele în comutație au randamentul mai mare.
3. Tensiunea de ieșire se stabilizează prin variația factorului de comandă.

Secțiunea 18-5

1. Intrare, ieșire și masă
2. CI 7809 are tensiunea de ieșire de +9 V; CI 7915 are tensiunea de ieșire de –15 V.
3. Intrare, ieșire, reglare
4. Un divizor de tensiune format din două rezistoare

Secțiunea 18-6

1. Tranzistorul de decuplare servește la mărirea curentului de lucru.
2. Limitarea curentului împiedică apariția unor curenți prea mari, capabili să deterioreze stabilizatorul.
3. Starea unui CI atunci când puterea disipată în interiorul lui este prea mare.

■ RĂSPUNSURI LA EXERCIȚIILE COMPLEMENTARE DE LA EXEMPLE

18-1 0,6% V

18-2 1,12%, 0,0224%/mA

18-3 7,33 V

18-4 0,7 A

18-5 17,5 W

18-6 12,7 V

18-7 467 mA

18-8 12 W

18-9 12 Ω

A

Tabel cu valorile standardizate ale rezistoarelor

Toleranța rezistențelor (± %)

0,1% 0,25% 0,5%	1%	2% 5%	10%	0,1% 0,25% 0,5%	1%	2% 5%	10%	0,1% 0,25% 0,5%	1%	2% 5%	10%	0,1% 0,25% 0,5%	1%	2% 5%	10%	0,1% 0,25% 0,5%	1%	2% 5%	10%	0,1% 0,25% 0,5%	1%	2% 5%	10%
10,0	10,0	10	10	14,7	14,7	–	–	21,5	21,5	–	–	31,6	31,6	–	–	46,4	46,4	–	–	68,1	68,1	68	68
10,1	–	–	–	14,9	–	–	–	21,8	–	–	–	32,0	–	–	–	47,0	–	47	47	69,0	–	–	–
10,2	10,2	–	–	15,0	15,0	15	15	22,1	22,1	22	22	32,4	32,4	–	–	47,5	47,5	–	–	69,8	69,8	–	–
10,4	–	–	–	15,2	–	–	–	22,3	–	–	–	32,8	–	–	–	48,1	–	–	–	70,6	–	–	–
10,5	10,5	–	–	15,4	15,4	–	–	22,6	22,6	–	–	33,2	33,2	33	33	48,7	48,7	–	–	71,5	71,5	–	–
10,6	–	–	–	15,6	–	–	–	22,9	–	–	–	33,6	–	–	–	49,3	–	–	–	72,3	–	–	–
10,7	10,7	–	–	15,8	15,8	–	–	23,2	23,2	–	–	34,0	34,0	–	–	49,9	49,9	–	–	73,2	73,2	–	–
10,9	–	–	–	16,0	–	16	–	23,4	–	–	–	34,4	–	–	–	50,5	–	–	–	74,1	–	–	–
11,0	11,0	11	–	16,2	16,2	–	–	23,7	23,7	–	–	34,8	34,8	–	–	51,1	51,1	51	–	75,0	75,0	75	–
11,1	–	–	–	16,4	–	–	–	24,0	–	24	–	35,2	–	–	–	51,7	–	–	–	75,9	–	–	–
11,3	11,3	–	–	16,5	16,5	–	–	24,3	24,3	–	–	35,7	35,7	–	–	52,3	52,3	–	–	76,8	76,8	–	–
11,4	–	–	–	16,7	–	–	–	24,6	–	–	–	36,1	–	36	–	53,0	–	–	–	77,7	–	–	–
11,5	11,5	–	–	16,9	16,9	–	–	24,9	24,9	–	–	36,5	36,5	–	–	53,6	53,6	–	–	78,7	78,7	–	–
11,7	–	–	–	17,2	–	–	–	25,2	–	–	–	37,0	–	–	–	54,2	–	–	–	79,6	–	–	–
11,8	11,8	–	–	17,4	17,4	–	–	25,5	25,5	–	–	37,4	37,4	–	–	54,9	54,9	–	–	80,6	80,6	–	–
12,0	–	12	12	17,6	–	–	–	25,8	–	–	–	37,9	–	–	–	56,2	–	–	–	81,6	–	–	–
12,1	12,1	–	–	17,8	17,8	–	–	26,1	26,1	–	–	38,3	38,3	–	–	56,6	56,6	56	56	82,5	82,5	82	82
12,3	–	–	–	18,0	–	18	18	26,4	–	–	–	38,8	–	–	–	56,9	–	–	–	83,5	–	–	–
12,4	12,4	–	–	18,2	18,2	–	–	26,7	26,7	–	–	39,2	39,2	39	39	57,6	57,6	–	–	84,5	84,5	–	–
12,6	–	–	–	18,4	–	–	–	27,1	–	27	27	39,7	–	–	–	58,3	–	–	–	85,6	–	–	–
12,7	12,7	–	–	18,7	18,7	–	–	27,4	27,4	–	–	40,2	40,2	–	–	59,0	59,0	–	–	86,6	86,6	–	–
12,9	–	–	–	18,9	–	–	–	27,7	–	–	–	40,7	–	–	–	59,7	–	–	–	87,6	–	–	–
13,0	13,0	13	–	19,1	19,1	–	–	28,0	28,0	–	–	41,2	41,2	–	–	60,4	60,4	–	–	88,7	88,7	–	–
13,2	–	–	–	19,3	–	–	–	28,4	–	–	–	41,7	–	–	–	61,2	–	–	–	89,8	–	–	–
13,3	13,3	–	–	19,6	19,6	–	–	28,7	28,7	–	–	42,2	42,2	–	–	61,9	61,9	62	–	90,9	90,9	91	–
13,5	–	–	–	19,8	–	–	–	29,1	–	–	–	42,7	–	–	–	62,6	–	–	–	92,0	–	–	–
13,7	13,7	–	–	20,0	20,0	20	–	29,4	29,4	–	–	43,2	43,2	43	–	63,4	63,4	–	–	93,1	93,1	–	–
13,8	–	–	–	20,3	–	–	–	29,8	–	–	–	43,7	–	–	–	64,2	–	–	–	94,2	–	–	–
14,0	14,0	–	–	20,5	20,5	–	–	30,1	30,1	30	–	44,2	44,2	–	–	64,9	64,9	–	–	95,3	95,3	–	–
14,2	–	–	–	20,8	–	–	–	30,5	–	–	–	44,8	–	–	–	65,7	–	–	–	96,5	–	–	–
14,3	14,3	–	–	21,0	21,0	–	–	30,9	30,9	–	–	45,3	45,3	–	–	66,5	66,5	–	–	97,6	97,6	–	–
14,5	–	–	–	21,3	–	–	–	31,2	–	–	–	45,9	–	–	–	67,3	–	–	–	98,8	–	–	–

NOTĂ: Valori standardizate sunt și cele rezultate din înmulțirea cu 0,1, 10, 100, 1 k și 1 M a valorilor din tabel.

B Deducerea câtorva formule

FORMULA (2-1)

Valoarea medie a sinusoidei redresate mono-alternanță este egală cu aria de sub curbă împărțită la perioadă (2π). Ecuația sinusoidei are forma:

$$v = V_v \sin\theta$$

$$V_{MED} = \frac{aria}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_v \sin\theta\, d\theta = \frac{V_v}{2\pi}(-\cos\theta)\Big|_0^{\pi}$$

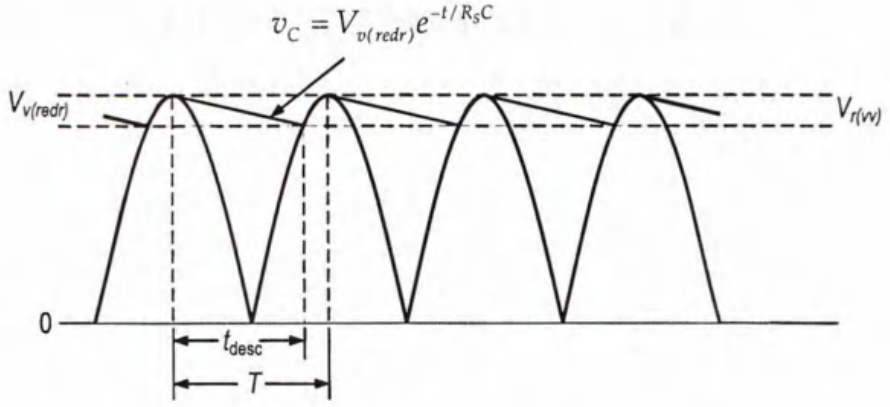
$$= \frac{V_v}{2\pi}[-\cos\pi - (-\cos 0)] = \frac{V_v}{2\pi}[-1-(-1)] = \frac{V_v}{2\pi}(2)$$

$$V_{\text{MED}} = \frac{V_v}{\pi}$$

FORMULA (2-11)

Considerăm figura B-1.

FIGURA B-1



Când condensatorul de filtrare se descarcă prin R_S, tensiunea are forma:

$$v_C = V_{v(redr)}e^{-t/R_SC}$$

Deoarece timpul de descărcare a condensatorului poate fi considerat, cu aproximație, ca fiind intervalul dintre două vârfuri succesive, $t_{\text{desc}} \cong T$ când v_C atinge valoarea sa minimă.

$$V_{C(min)} = V_{v(redr)}e^{-T/R_SC}$$

Întrucât $RC >> T$, T/R_SC este mult mai mic decât 1 (de obicei); e^{-T/R_SC} este aproximativ 1, având expresia:

$$e^{-T/R_SC} \cong 1 - \frac{T}{R_SC}$$

Deci:

$$v_{C(min)} = V_{v(redr)}\left(1 - \frac{T}{R_S C}\right)$$

Tensiunea pulsatorie vârf la vârf este:

$$V_{r(vv)} = V_{v(redr)} - V_{C(min)} = V_{v(redr)} - V_{v(redr)} + \frac{V_{v(redr)}T}{R_S C} = \frac{V_{v(redr)}T}{R_S C}$$

$$V_{r(vv)} \cong \left(\frac{1}{fR_S C}\right)V_{v(redr)}$$

FORMULA (2-12)

Pentru a obține valoarea componentei continue, din valoarea de vârf se scade jumătate din valoarea tensiunii pulsatorii vârf la vârf.

$$V_{C.C.} = V_{v(redr)} - \frac{V_{r(vv)}}{2} = V_{v(redr)} - \left(\frac{1}{2fR_S C}\right)V_{v(redr)}$$

$$V_{C.C.} = \left(1 - \frac{1}{2fR_S C}\right)V_{v(redr)}$$

DEDUCEREA FORMULEI TENSIUNII PULSATORII REZULTATE DINTR-UN SEMNAL REDRESAT DUBLĂ ALTERNANȚĂ, FOLOSITĂ ÎN EXEMPLUL 2-8

Componenta alternativă a unui semnal redresat dublă alternanță se obține scăzând valoarea componentei continue din tensiunea totală.

$$v = v_T - V_{C.C.}$$

Valoarea eficace a $V_{c.a.}$ este:

$$V_{r(ef.)} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_{c.a.}^2 d\theta\right)^{1/2} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} (v_T - V_{C.C.})^2 d\theta\right)^{1/2}$$

$$= \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} (v^2{}_T - 2v_T V_{C.C.} + V^2{}_{C.C.})d\theta\right)^{1/2}$$

$$= \left[\frac{1}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi} v^2{}_T d\theta - \int_0^{2\pi} 2v_T V_{C.C.} d\theta + \int_0^{2\pi} V^2{}_{C.C.} d\theta\right)\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{1}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi} v^2{}_T d\theta - 2V_{C.C.}\int_0^{2\pi} v_T d\theta + 2V^2{}_{C.C.}\int_0^{2\pi} d\theta\right)\right]^{1/2}$$

$$= (V^2{}_{T(ef.)} - 2V^2{}_{C.C.} + V^2{}_{C.C.})^{1/2}$$

$$V_{r(ef.)} = (V^2{}_{T(ef.)} - V^2{}_{C.C.})^{1/2}$$

În cazul unei tensiuni redresate dublă alternanță:

$$V_{T(ef.)} = \frac{V_v}{1,414}$$

$$V_{C.C.} = \frac{2V_v}{\pi}$$

$$V_{r(ef.)} = \sqrt{\left(\frac{V_v}{1,414}\right)^2 - \left(\frac{2V_v}{\pi}\right)^2} = V_v\sqrt{\left(\frac{1}{1,414}\right)^2 - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2}$$

$$V_{r(ef.)} = 0,308V_v$$

FORMULA (6-3)

Formula lui Shockley pentru joncțiunea *pn* bază-emitor este:

$$I_E = I_R\,(e^{VQ/kT} - 1)$$

unde I_E = curentul direct total prin joncțiunea bază-emitor
I_R = curentul invers de saturație
V = căderea de tensiune pe regiunea golită
Q = sarcina electronului
k = constanta lui Boltzmann
T = temperatura absolută

La temperatura mediului ambiant, $Q/kT \cong 40$, deci:

$$I_E = I_R\,(e^{40V} - 1)$$

Prin derivare rezultă:

$$\frac{dI_E}{dV} = 40I_R e^{40V}$$

Întrucât $I_R e^{40V} = I_E + I_R$,

$$\frac{dI_E}{dV} = 40\,(I_E + I_R)$$

Presupunând că $I_R << I_E$,

$$\frac{dI_E}{dV} \cong 40I_E$$

Rezistența în c.a. a joncțiunii bază-emitor, r'_e, poate fi exprimată ca dV/dI_E.

$$r'_e = \frac{dV}{dI_E} \cong \frac{1}{40I_E} \cong \frac{25\,\text{mV}}{I_E}$$

FORMULA (6-17)

Repetorul pe emitor se poate reprezenta prin circuitul echivalent de c.a. cu parametrii r din fig. B-2(a).

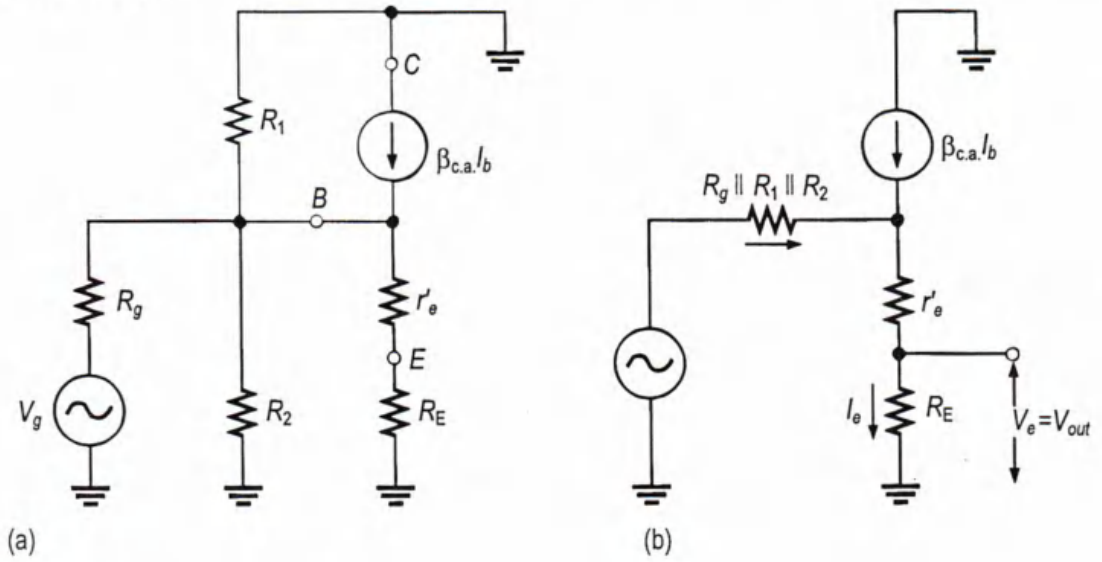


FIGURA B-2

Înlocuind circuitul dinspre bază către sursă cu echivalentul său Thévenin, obținem circuitul simplificat din fig. B-2(b).

$$V_{out} = V_e, I_{out} = I_e \text{ și } I_{in} = I_b$$

$$R_{out} = \frac{V_e}{I_e}$$

$$I_e \cong \beta_{c.a.} I_b$$

Pentru $V_g = 0$ și I_b determinat de V_{out} și neglijând căderea de tensiune bază-emitor (deci și r'_e),

$$I_b \cong \frac{V_e}{R_1 \| R_2 \| R_g}$$

Presupunând că $R_1 >> R_g$ și $R_2 >> R_g$:

$$I_b \cong \frac{V_e}{R_g}$$

$$I_{out} = I_e = \frac{\beta_{c.a.} V_e}{R_g}$$

$$\frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{V_e}{\beta_{c.a.} V_e / R_g} = \frac{R_g}{\beta_{c.a.}}$$

Privind dinspre emitor, R_E apare în paralel cu $R_g/\beta_{c.a.}$, deci:

$$R_{out} = \left(\frac{R_g}{\beta_{c.a.}}\right) \| R_E$$

POLARIZAREA CENTRATĂ: DEMONSTRAȚIA FAPTULUI CĂ $I_D \cong 0{,}5I_{DSS}$ PENTRU $V_{GS} = V_{GS(blocare)}/3{,}4$

Se pleacă de la formula (8-1):

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$$

Pentru $I_D = 0{,}5I_{DSS}$,

$$0{,}5I_{DSS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$$

Se simplifică ecuația cu I_{DSS}:

$$0{,}5 = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(blocare)}}\right)^2$$

Trebuie să definim un număr (notat aici cu F) care să dividă $V_{GS(blocare)}$ astfel încât câtul obținut să fie egal cu valoarea V_{GS} căreia îi corespunde un curent de drenă egal cu $0{,}5I_{DSS}$.

$$0{,}5 = \left[1 - \frac{\left(\frac{V_{GS(blocare)}}{F}\right)}{V_{GS(blocare)}}\right]^2$$

Se explicitează F:

$$\sqrt{0{,}5} = 1 - \frac{\left(\frac{V_{GS(blocare)}}{F}\right)}{V_{GS(blocare)}} = 1 - \frac{1}{F}$$

$$\sqrt{0{,}5} - 1 = -\frac{1}{F}$$

$$\frac{1}{F} = 1 - \sqrt{0{,}5}$$

$$F = \frac{1}{1 - \sqrt{0{,}5}} \cong 3{,}4$$

Prin urmare, $I_D \cong 0{,}5I_{DSS}$ pentru $V_{GS} = V_{GS(blocare)}/3{,}4$.

FORMULA (9-5)

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)^2 = I_{DSS}\left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)\left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)$$

$$= I_{DSS}\left(1 - \frac{2I_D R_S}{V_{GS(blocare)}} + \frac{I_D^2 R_S^2}{V_{GS(blocare)}^2}\right) = I_{DSS} - \frac{2I_{DSS} R_S}{V_{GS(blocare)}} I_D + \frac{I_{DSS} R_S^2}{V_{GS(blocare)}^2} I_D^2$$

Se aduce ecuația la forma canonică a ecuației de gradul II:

$$\left(\frac{I_{DSS}R_S^2}{V_{GS(blocare)}^2}\right)I_D^2-\left(1+\frac{2I_{DSS}R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)I_D+I_{DSS}=0$$

Coeficienții ecuației sunt:

$$A=\frac{R_S^2I_{DSS}}{V_{GS(blocare)}^2}$$

$$B=-\left(1+\frac{2I_{DSS}R_S}{V_{GS(blocare)}}\right)$$

$$C=I_{DSS}$$

Cu o notație mai simplă, ecuația are forma:

$$AI_D^2+BI_D+C=0$$

Soluțiile ecuației de gradul II sunt:

$$I_D=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A}$$

FORMULA (10-10)

În fig. B-3 este reprezentat un amplificator inversor cu reacție prin condensator. La intrare:

$$I_1=\frac{V_1-V_2}{X_C}$$

Dând V_1 factor comun:

$$I_1=\frac{V_1(1-V_2/V_1)}{X_C}$$

Raportul V_2/V_1 este tocmai câștigul în tensiune, $-A_v$.

$$I_1=\frac{V_1(1+A_v)}{X_C}=\frac{V_1}{X_C/(1+A_v)}$$

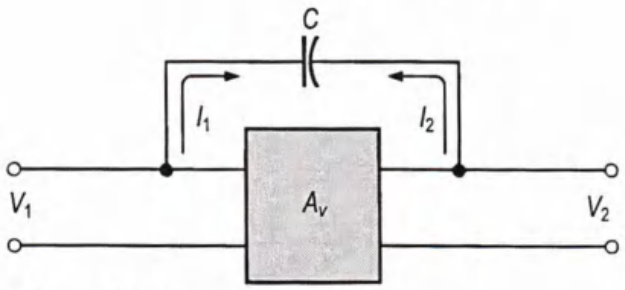


FIGURA B-3

Reactanța efectivă văzută dinspre ieșire este:

$$X_{C_{in(Miller)}}=\frac{X_C}{(1+A_v)}$$

sau

$$\frac{1}{2\pi f C_{in(Miller)}} = \frac{1}{2\pi f C(1+A_v)}$$

După simplificare și inversare se obține:

$$C_{in(Miller)} = C(1+A_v)$$

FORMULA (10-11)

Pentru circuitul de ieșire din fig. B-3:

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{X_C} = \frac{V_2(1 - V_1/V_2)}{X_C}$$

Deoarece $V_1/V_2 = -1/A_v$,

$$I_2 = \frac{V_2(1+1/A_v)}{X_C} = \frac{V_2}{X_C/(1+1/A_v)} = \frac{V_2}{X_C/\left[(A_v+1)/A_v\right]}$$

Reactanța efectivă văzută dinspre ieșire este:

$$X_{C_{out(Miller)}} = \frac{X_C}{(A_v+1)/A_v}$$

$$\frac{1}{2\pi f C_{out(Miller)}} = \frac{1}{2\pi f C[(A_v+1)/A_v]}$$

După simplificare și inversare se obține:

$$C_{out(Miller)} = C\frac{(A_v+1)}{A_v}$$

FORMULELE (10-29) ŞI (10-30)

La frecvența de tăiere inferioară, câștigul total, $A_{v(tot)}$, al unui etaj de amplificare izolat este egal cu produsul dintre câștigul maxim din banda de trecere și atenuarea introdusă de circuitul *RC* trece-sus.

$$A_{v(tot)} = A_{v(max)}\left(\frac{R}{\sqrt{R^2+X^2_C}}\right) = A_{v(max)}\left(\frac{1}{\sqrt{1+X^2_C/R^2}}\right)$$

$$f_{t(inf)} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Împărțind ambii membri la o frecvență oarecare *f*, obținem:

$$\frac{f_{t(inf)}}{f} = \frac{1}{(2\pi fC)R}$$

Întrucât $X_C = 1/2\pi fC$,

$$\frac{f_{t(inf)}}{f} = \frac{X_C}{R}$$

Înlocuind X_C/R în expresia câștigului, obținem:

$$A_{v(tot)} = A_{v(max)} \frac{1}{\sqrt{1+(f_{t(inf)}/f)^2}}$$

Raportul câștigurilor este:

$$\frac{A_{v(tot)}}{A_{v(max)}} = \frac{1}{\sqrt{1+(f_{t(inf)}/f)^2}}$$

În cazul unui amplificator cu n etaje, toate etajele având aceeași $f_{t(inf)}$ și același raport al câștigurilor, produsul rapoartelor câștigurilor este egal cu:

$$\left(\frac{1}{\sqrt{1+(f_{t(inf)}/f)^2}}\right)^n$$

Frecvența de tăiere $f'_{t(\text{inf})}$ a unui amplificator cu mai multe etaje este frecvența la care $A_{v(tot)} = 0{,}707A_{v(max)}$, deci raportul câștigurilor la $f'_{t(\text{inf})}$ este:

$$\frac{A_{v(tot)}}{A_{v(max)}} = 0{,}707 = \frac{1}{1{,}414} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Prin urmare, pentru un amplificator cu mai multe etaje:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \left[\frac{1}{\sqrt{1+(f_{t(inf)}/f'_{t(inf)})^2}}\right]^n = \frac{1}{(\sqrt{1+(f_{t(inf)}/f'_{t(inf)})^2})^n}$$

Deci:

$$2^{1/2} = (\sqrt{1+(f_{t(inf)}/f'_{t(inf)})^2})^n$$

Ridicând la pătrat în ambii membri:

$$2 = (1+(f_{t(inf)}/f'_{t(inf)})^2)^n$$

În ambii membri se extrage rădăcina de ordinul n:

$$2^{1/n} = 1+(f_{t(inf)}/f'_{t(inf)})^2$$

$$\left(\frac{f_{t(inf)}}{f'_{t(inf)}}\right)^2 = 2^{1/n} - 1$$

$$\left(\frac{f_{t(inf)}}{f'_{t(inf)}}\right) = \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

$$f'_{t(inf)} = \frac{f_{t(inf)}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$$

În urma unui raționament similar se obține și formula (10-30):

$$f'_{t(sup)} = f_{t(sup)}\sqrt{2^{1/n} - 1}$$

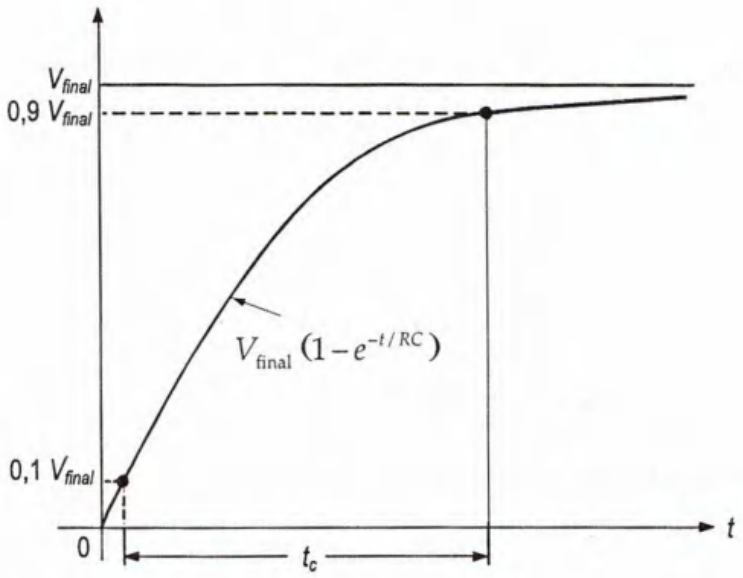
FORMULELE (10-31) ŞI (10-32)

Timpul de creştere se defineşte ca interval de timp necesar ca tensiunea să crească de la 10% până la 90% din valoarea ei finală, cum ilustrează figura B-4.

Expresia caracteristicii ca funcţie exponenţială este:

$$v = V_{\text{final}}(1 - e^{-t/RC})$$

FIGURA B-4



Când $v = 0{,}1V_{\text{final}}$:

$$0{,}1V_{\text{final}} = V_{\text{final}}(1 - e^{-t/RC}) = V_{\text{final}} - V_{\text{final}}e^{-t/RC}$$
$$V_{\text{final}}e^{-t/RC} = 0{,}9V_{\text{final}}$$
$$e^{-t/RC} = 0{,}9$$
$$\ln e^{-t/RC} = \ln(0{,}9)$$
$$-\frac{t}{RC} = -0{,}1$$
$$t = 0{,}1RC$$

Când $v = 0{,}9V_{\text{final}}$:

$$0{,}9V_{\text{final}} = V_{\text{final}}(1 - e^{-t/RC}) = V_{\text{final}} - V_{\text{final}}e^{-t/RC}$$
$$V_{\text{final}}e^{-t/RC} = 0{,}1V_{\text{final}}$$
$$\ln e^{-t/RC} = \ln(0{,}1)$$
$$-\frac{t}{RC} = -2{,}3$$
$$t = 2{,}3RC$$

Diferenţa reprezintă timpul de creştere.

$$t_c = 2{,}3RC - 0{,}1RC = 2{,}2RC$$

Frecvența de tăiere a unui circuit *RC* este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$RC = \frac{1}{2\pi f_t}$$

Substituind:

$$t_c = \frac{2,2}{2\pi f_{t(sup)}} = \frac{0,35}{f_{t(sup)}}$$

$$f_{t(sup)} = \frac{0,35}{t_c}$$

Analog se demonstrează că:

$$f_{t(inf)} = \frac{0,35}{t_s}$$

FORMULA (13-5)

Expresia câștigului în buclă deschisă din formula (13-3) poate fi exprimată, sub formă complexă, astfel:

$$A_{ol} = \frac{A_{ol(max)}}{1 + jf / f_{t(ol)}}$$

Introducând această expresie în ecuația $A_{cl} = A_{ol} /(1 + A_r A_{ol})$, se obține expresia câștigului total în buclă închisă:

$$A_{cl} = \frac{A_{ol(max)} /(1 + if / f_{t(ol)})}{1 + A_r A_{ol(max)} + (1 + if / f_{t(ol)})}$$

Se amplifică fracția cu $1 + jf/f_{t(ol)}$:

$$A_{cl} = \frac{A_{ol(max)}}{1 + A_r A_{ol(max)} + jf / f_{t(ol)}}$$

Apoi se simplifică expresia rezultată cu $1 + A_r A_{ol(max)}$:

$$A_{cl} = \frac{A_{ol(max)} /(1 + A_r A_{ol(max)})}{1 + j[f /(f_{t(ol)}(1 + A_r A_{ol(max)}))]}$$

Expresia găsită este de aceeași formă ca prima ecuație:

$$A_{cl} = \frac{A_{cl(max)}}{1 + jf / f_{t(cl)}}$$

unde $f_{t(cl)}$ este frecvența de tăiere în buclă închisă. Deci:

$$f_{t(cl)} = f_{t(ol)}(1 + A_r A_{ol(max)})$$

FORMULA (17-1)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R(-jX)/(R-jX)}{(R-jX)+R(-jX)/(R-jX)} = \frac{R(-jX)}{(R-jX)^2 - jRX}$$

Se amplifică fracția cu *j*:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{RX}{j(R-jX)^2 + RX} = \frac{RX}{RX + j(R^2 - j2RX - X^2)}$$

$$= \frac{RX}{RX + jR^2 + 2RX - jX^2} = \frac{RX}{3RX + j(R^2 - X^2)}$$

La un defazaj de 0° nu poate apărea un termen în *j*. Amintiți-vă că, la exprimarea mărimilor de c.a. prin numere complexe, unui defazaj *nenul* i se asociază un număr complex al cărui termen în *j* este nenul. Prin urmare, la f_{osc}, termenul în *j* trebuie să fie 0.

$$R^2 - X^2 = 0$$

Deci:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{RX}{3RX}$$

Prin simplificare se obține:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{3}$$

FORMULA (17-2)

Se prelucrează formula (17-1):

$$R^2 - X^2 = 0$$

$$R^2 = X^2$$

$$R = X$$

Întrucât $X = 1/(2\pi f_{osc}C)$:

$$R = \frac{1}{2\pi f_{osc}C}$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$$

FORMULELE (17-3) ŞI (17-4)

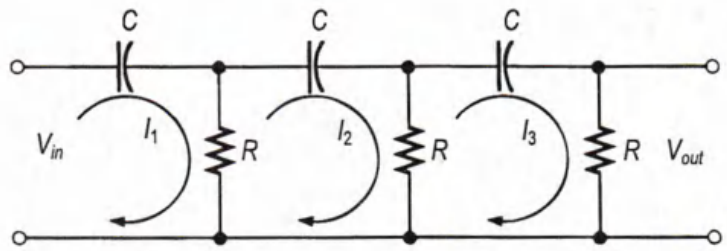
Circuitul de reacție al oscilatorului cu însumare de fază este format din trei etaje *RC*, ca în fig. B-5. Vom deduce expresia atenuării prin metoda curenților ciclici, cu notațiile din desen. Toate rezistoarele, respectiv toate condensatoarele sunt identice.

$$(R - j1/2\pi fC)I_1 - RI_2 + 0I_3 = V_{in}$$

$$-RI_1 + (2R - j1/2\pi fC)I_2 - RI_3 = 0$$

$$0I_1 - RI_2 + (2R - j1/2\pi fC)I_3 = 0$$

FIGURA B-5



V_{out} se obține explicitând I_3 cu ajutorul determinanților:

$$I_3 = \frac{\begin{vmatrix} (R - j1/2\pi fC) & -R & V_{in} \\ -R & (2R - j1/2\pi fC) & 0 \\ 0 & -R & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (R - j1/2\pi fC) & -R & 0 \\ -R & (2R - j1/2\pi fC) & -R \\ 0 & -R & (2R - j1/2\pi fC) \end{vmatrix}}$$

$$I_3 = \frac{R^2 V_{in}}{(R - j1/2\pi fC)(2R - j1/2\pi fC)^2 - R^2(2R - j1/2\pi fC) - R^2(R - 1/2\pi fC)}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{RI_3}{V_{in}}$$

$$= \frac{R^3}{(R - j1/2\pi fC)(2R - j1/2\pi fC)^2 - R^3(2 - j1/2\pi fRC) - R^3(1 - 1/2\pi fRC)}$$

$$= \frac{R^3}{R^3(1 - j1/2\pi fRC)(2 - j1/2\pi fRC)^2 - R^3\left[(2 - j1/2\pi fRC) - (1 - j1/2\pi fRC)\right]}$$

$$= \frac{R^3}{R^3(1 - j1/2\pi fRC)(2 - j1/2\pi fRC)^2 - R^3(3 - j1/2\pi fRC)}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - j1/2\pi fRC)(2 - j1/2\pi fRC)^2 - (3 - j1/2\pi fRC)}$$

Expresia de la numitor se dezvoltă și se separă în termeni reali și imaginari.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{5}{4\pi^2 f^2 R^2 C^2}\right) - j\left(\frac{6}{2\pi fRC} - \frac{1}{(2\pi f)^3 R^3 C^3}\right)}$$

Pentru ca amplificatorul cu rețea de reacție cu însumare a fazei să oscileze este necesar ca defazajul introdus de circuitul *RC* să fie de 180°. Condiția se îndeplinește dacă termenul în *j* este 0 la frecvența de oscilație f_0.

$$\frac{6}{2\pi f_0 RC} - \frac{1}{(2\pi f_0)^3 R^3 C^3} = 0$$

$$\frac{6(2\pi)^2 f_0^2 R^2 C^2 - 1}{(2\pi f_0)^3 R^3 C^3} = 0$$

$$6(2\pi)^2 f_0^2 R^2 C^2 - 1 = 0$$

$$f^2{}_0 = \frac{1}{6(2\pi)^2 R^2 C^2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

Deoarece coeficientul lui *j* este 0,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \dfrac{5}{4\pi^2 f_0{}^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{1 - \dfrac{5}{\left(\dfrac{1}{\sqrt{6}RC}\right)^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{1-30} = -\frac{1}{29}$$

Semnul minus apare din cauza inversării de 180°. Prin urmare, atenuarea introdusă de circuitul de reacție este:

$$A_r = \frac{1}{29}$$

C Foi de catalog*

Diode

1N4001 – 1N4007	Diode redresoare	A-15

Tranzistoare bipolare şi FET

2N2222A	Tranzistoare bipolare de uz general	A-17
2N3946/2N3947	Tranzistoare bipolare de uz general	A-22
2N3796/2N3797	MOSFET cu canal inițial *n*	A-28

Alte dispozitive

2N6394 – 2N6399	Tiristoare	A-31
2N6027/2N6028	TUP	A-33

Circuite integrate liniare

LM117 – LM317	Stabilizator de tensiune pozitivă reglabilă	A-35
MC1741	AO 741	A-37
MC7800	Stabilizator de tensiune pozitivă fixă	A-41
MC7900	Stabilizator de tensiune negativă fixă	A-44

Toate foile de catalog din această anexă sunt reproduse cu permisiunea deținătorului drepturilor, Motorola, Inc.

* În toată această secțiune, simbolurile mărimilor și parametrilor sunt cele folosite de producătorul dispozitivelor.

MOTOROLA

1N4001 ... 1N4007

Foaie de catalog Designers ▲

DIODE REDRESOARE „SURMETIC"▲

... diode redresoare de uz general, cu dimensiuni subminiaturale, cu terminale axiale, pentru aplicații de mică putere.

Foi de catalog Designers pentru condițiile cele mai defavorabile

Foile de catalog Designers▲ oferă posibilitatea utilizării dispozitivului, în cele mai multe cazuri, exclusiv pe baza informațiilor pe care le conțin. Curbele limită, reprezentând valori ce nu pot fi depășite, sunt aplicabile în cazurile cele mai defavorabile.

DIODE REDRESOARE DE SILICIU CU TERMINALE PENTRU CONECTARE

Joncțiune difuzată la 50-1000 V

*VALORI MAXIME

Mărimea	Simbol	1N4001	1N4001	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit.
Tensiunea inversă repetitivă de vârf Tensiunea inversă de vârf de lucru Tensiunea continuă de blocare	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
Tensiunea inversă nerepetitivă de vârf (mono-alternanță, monofazată, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	V
Tensiunea inversă eficace	$V_{R(rms)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Curentul direct mediu redresat (monofazat, cu sarcină rezistivă, 60 Hz, v. fig. 8, T_A = 75°C)	I_O	1,0							A
Curentul nerepetitiv de vârf de suprasarcină accidentală (suprasarcina respectă condițiile specificate, v. fig. 2)	I_{FSM}	30 (pentru 1 perioadă)							A
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare ale joncțiunii	T_J, T_{stg}	-65 ... +175							°C

*CARACTERISTICI ELECTRICE

Caracteristici și condiții	Simbol	Tipic	Maxim	Unit.
Căderea de tensiune directă instantanee maximă (i_F = 1,0 A, T_J = 25°C), fig. 1	V_F	0,93	1,1	V
Căderea de tensiune medie directă maximă pe o perioadă completă (I_O = 1,0 A, T_L = 75°C, terminale de 2,5 mm)	$V_{F(AV)}$	-	0,8	V
Curentul invers maxim (la tensiunea continuă dată) T_J = 25°C T_J = 100°C	I_R	 0,05 1,0	 10 50	µA
Curentul mediu invers maxim pe o perioadă completă (I_O = 1,0 A, T_L = 75°C, terminale de 2,5 mm)	$I_{R(AV)}$	-	30	µA

*Caracteristici JEDEC

CARACTERISTICI MECANICE

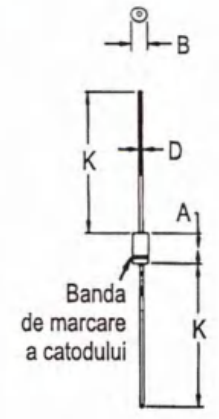
CAPSULĂ: Turnată din plastic

TEMPERATURA MAXIMĂ A TERMINALELOR LA LIPIRE: La 350°C, la 1 mm de capsulă, timp de 10 secunde, la o apăsare de 2,5 kgf

FINISARE: Toate suprafețele exterioare au protecție anicorosivă, iar terminalele nu necesită tratamente deosebite în vederea lipirii.

POLARITATE: Catodul este marcat printr-o bandă colorată.

GREUTATE: 0,40 grame (aproximativ)



	MM		INCI	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5,97	6,60	0,235	0,260
B	2,79	3,05	0,110	0,120
C	0,76	0,86	0,030	0,034
D	27,94	-	1,100	-

CAPSULĂ 59-04
Nu corespunde modelului DO-41.

▲ Marcă de comerț a firmei Motorola, Inc.

FIGURA 1 – Tensiunea directă

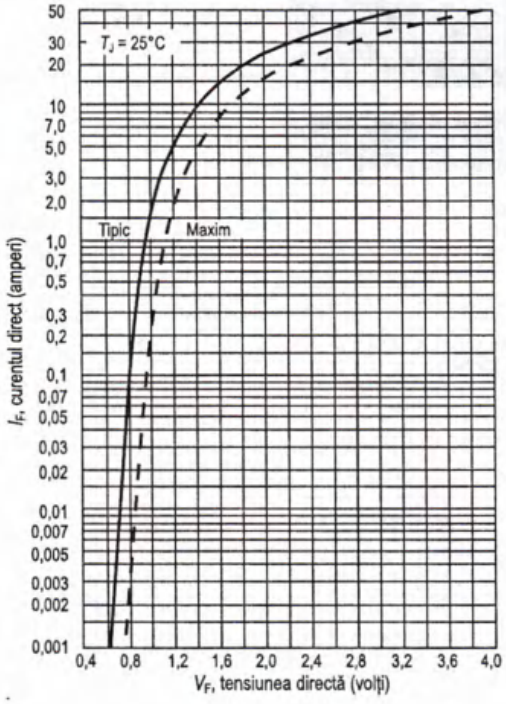


FIGURA 2 – Comportarea la suprasarcină nerepetitivă

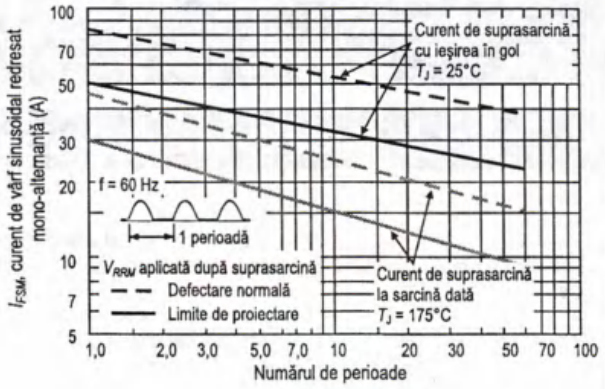


FIGURA 3 – Coeficientul de temperatură al tensiunii directe

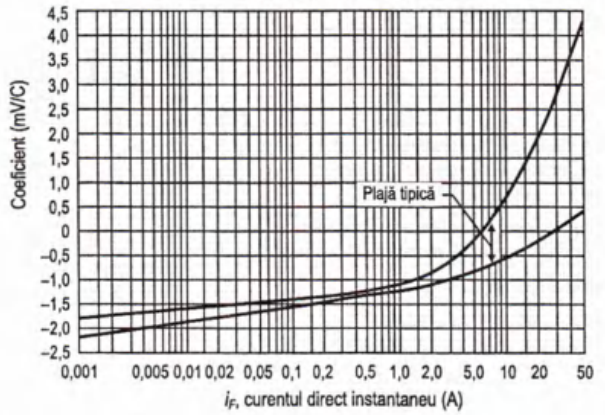
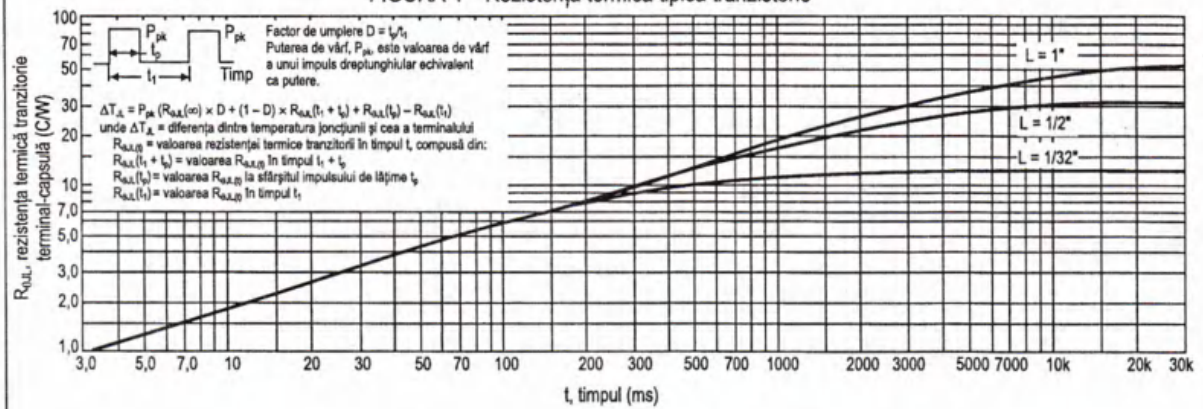


FIGURA 4 – Rezistența termică tipică tranzistorie

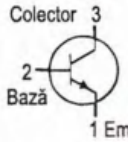


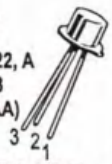
Temperatura terminalului se măsoară cu un termocuplu în contact cu acesta cât mai aproape posibil de capsulă. Inerția termică a masei din acel punct este, în mod normal, suficient de mare pentru a nu influența semnificativ starea de încălzire a diodei rezultată în urma funcționării în impulsuri, după ce s-a ajuns la regimul permanent. Cu ajutorul valorii măsurate T_L, temperatura joncțiunii se determină din formula:

$$T_J = T_L + \Delta T_{JL}$$

2N2218A, 2N2219A
2N2221A, 2N2222A
VARIANTELE JAN, JTX, JTXV

2N2218, A / 2N2219, A
Capsulă 79-04
TO-39 (TO-205AD)
Model 1





2N2221, A / 2N2222, A
Capsulă 22-03
TO-18 (TO-206AA)
Model 1

3 2 1

TRANZISTOARE DE UZ GENERAL

npn, **CU SILICIU**

VALORI LIMITĂ ABSOLUTE

Mărimea	Simbol	2N2219 2N2222	2N2218A 2N2219A 2N2221A 2N2222A	Unitate
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	30	40	V c.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	60	75	V c.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	5,0	6,0	V c.c.
Curentul de colector - continuu	I_C	800	800	mA c.c.
		2N2218A 2N2219,A	2N2221A 2N2222,A	
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T^A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	0,8 4,57	0,4 2,28	Watt mW/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T^C = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	3,0 17,1	1,2 6,85	Watt mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare ale joncțiunii	T_J, T_{stg}	-65 ... +200		°C

CARACTERISTICI TERMICE

Caracteristica	Simbol	2N2218A 2N2219A	2N2221A 2N2222,A	Unit.
Rezistența termică joncțiune-mediu ambiant	$R_{\theta JA}$	219	145,8	°C/W
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{\theta JC}$	58	437,5	°C/W

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Caracteristica		Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Caracteristici de blocare					
Tensiunea de străpungere colector-emitor (I_C = 10 mA c.c., I_B = 0)	Fără A Cu A	$V_{(BR)CEO}$	30 40	- -	V c.c.
Tensiunea de străpungere colector-bază (I_C = 10 µA c.c., I_E = 0)	Fără A Cu A	$V_{(BR)CBO}$	60 75	- -	V c.c.
Tensiunea de străpungere emitor-bază (I_E = 10 µA c.c., I_C = 0)	Fără A Cu A	$V_{(BR)EBO}$	5,0 6,0	- -	V c.c.
Curentul de colector în blocare (V_{CE} = 60 V c.c., $V_{EB(blocare)}$ = 3,0 V c.c.)	Cu A	I_{CEX}	-	10	nA c.c.
Curentul de colector în blocare (V_{CB} = 50 V c.c., I_E = 0) (V_{CB} = 60 V c.c., I_E = 0) (V_{CB} = 50 V c.c., I_E = 0, T_A = 150°C) (V_{CB} = 60 V c.c., I_E = 0, T_A = 150°C)	Fără A Cu A Fără A Cu A	I_{CBO}	- - - -	0,01 0,01 10 10	µA c.c.
Curentul de emitor în blocare (V_{EB} = 3,0 V c.c., I_C = 0)	Cu A	I_{EBO}	-	10	nA c.c.
Curentul de bază în blocare (V_{CE} = 60 V c.c., $V_{EB(blocare)}$ = 3,0 V c.c)	Cu A	I_{BL}	-	20	nA c.c.
Caracteristici de conducție					
Câștigul în c.c. (I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.) (I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.) (I_C = 10 mAc .c., V_{CE} = 10 V c.c.) (I_C = 10 mAc .c., V_{CE} = 10 V c.c., T_A = -55°C) (I_C = 150 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)(1) (I_C = 150 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.)(1) (I_C = 500 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.)(1)	2N2218A, 2N2221A(1) 2N2219,A, 2N2222,A(1) 2N2218A, 2N2221A 2N2219,A, 2N2222,A 2N2218A, 2N2221A(1) 2N2219,A, 2N2222,A(1) 2N2218A, 2N2221A 2N2219,A, 2N2222,A 2N2218A, 2N222 A 2N2219,A, 2N2222,A 2N2218A, 2N2221A 2N2219,A, 2N2222,A 2N2219, 2N2222 2N2218A, 2N2221A 2N2219A, 2N2222A	h_{FE}	20 35 25 50 35 70 15 35 40 100 20 50 30 25 40	- - - - - - - - 120 300 - - - - -	-

2N2218A/19/19A/21A/22/22A

CARACTERISTICI ELECTRICE (continuare) (T_A = 25°C în lipsa altei menţiuni)

Caracteristica		Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Tensiunea de saturaţie colector-emitor(1)		$V_{CE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 150 mA c.c., I_B = 15 mA c.c.)	Fără A		–	0,4	
	Cu A		–	0,3	
(I_C = 500 mA c.c., I_B = 50 mA c.c.)	Fără A		–	1,6	
	Cu A		–	1,0	
Tensiunea de saturaţie bază-emitor(1)		$V_{BE(sat)}$			V c.c.
(I_C = 150 mA c.c., I_B = 15 mA c.c.)	Fără A		0,6	1,3	
	Cu A		0,6	1,2	
(I_C = 500 mA c.c., I_B = 50 mA c.c.)	Fără A		–	2,6	
	Cu A		–	2,0	

CARACTERISTICI DE SEMNAL MIC

Produsul câştig în curent – bandă(2)		f_T			MHz
(I_C = 20 mA c.c., V_{CE} = 20 V c.c., f = 100 MHz)	Toate tipurile, exceptând		250	–	
	2N2219A, 2N2222A		300	–	
Capacitatea de ieşire (3)		C_{obo}	–	8,0	pF
(V_{CB} = 10 V c.c., I_E = 0, f = 1,0 MHz)					
Capacitatea de intrare(3)		C_{ibo}			pF
(V_{EB} = 0,5 V c.c., I_C = 0, f = 1,0 MHz)	Fără A		–	30	
	Cu A		–	25	
Impedanţa de intrare		h_{ie}			kΩ
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		1,0	3,5	
	2N2219A, 2N2222A		2,0	8,0	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		0,2	1,0	
	2N2219A, 2N2222A		0,25	1,25	
Factorul de reacţie în tensiune		h_{re}			X 10^{-4}
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		–	5,0	
	2N2219A, 2N2222A		–	8,0	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		–	2,5	
	2N2219A, 2N2222A		–	4,0	
Câştigul în curent la semnal mic		h_{fe}			–
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		30	150	
	2N2219A, 2N2222A		50	300	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		50	300	
	2N2219A, 2N2222A		75	375	
Admitanţa de ieşire		h_{oe}			µS
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		3,0	15	
	2N2219A, 2N2222A		5,0	35	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 10 V c.c., f = 1,0 kHz)	2N2218A, 2N2221A		10	100	
	2N2219A, 2N2222A		15	200	
Constanta de timp bază-colector		$rb'C_c$	–	150	ps
(I_E = 20 mA c.c., V_{CB} = 20 V c.c., f = 31,8 MHz)	Cu A				
Factorul de zgomot		NF	–	4,0	dB
(I_C = 100 µA c.c., V_{CE} = 10 V c.c.,					
R_S = 1,0 kΩ, f = 1,0 kHz)	2N2222A				
Partea reală a impedanţei de intrare la frecvenţe înalte, cu emitorul comun		$Re(h_{ie})$	–	60	Ω
(I_C = 20 mA c.c., V_{CE} = 20 V c.c., f =300 MHz)	2N2218A, 2N2221A				
	2N2219A, 2N2222A				

(1) Testare în impulsuri: Lăţimea impulsului ≤ 300 µs, factorul de formă ≤ 2,0%.
(2) f_T este definită ca frecvenţa la care $|h_{fe}|$ se extrapolează la unitate.
(3) La 2N5581 şi 2N5582 sunt specificate C_{cb} şi C_{eb} în aceleaşi condiţii.

2N2218A/19/19A/21A/22/22A

CARACTERISTICI ELECTRICE (continuare) (T_A = 25 °C în lipsa altei menţiuni)

Caracteristica		Simbol	Minim	Maxim	Unit.
CARACTERISTICI DE COMUTAŢIE					
Timpul de întârziere	(V_{CC} = 30 V c.c., $V_{BE(biocare)}$ = 0,5 V c.c.,	t_d	-	10	ns
Timpul de creştere	I_C = 150 m Ac.c., I_{B1} = 15 mA c.c.) (Figura 14)	t_r	-	25	ns
Timpul de stocare	(V_{CC} = 30 V c.c., I_C = 150 mA c.c.,	t_s	-	225	ns
Timpul de scădere	I_{B1} = I_{B2} = 15 mA c.c.) (Figura 15)	t_f	-	60	ns
Constanta de timp în regiunea activă (I_C = 150 mA c.c., V_{CE} = 30 V c.c.) (V. fig. 12 pentru 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A)		T_A	-	2,5	ns

FIGURA 1 – Câştigul normat în c.c.

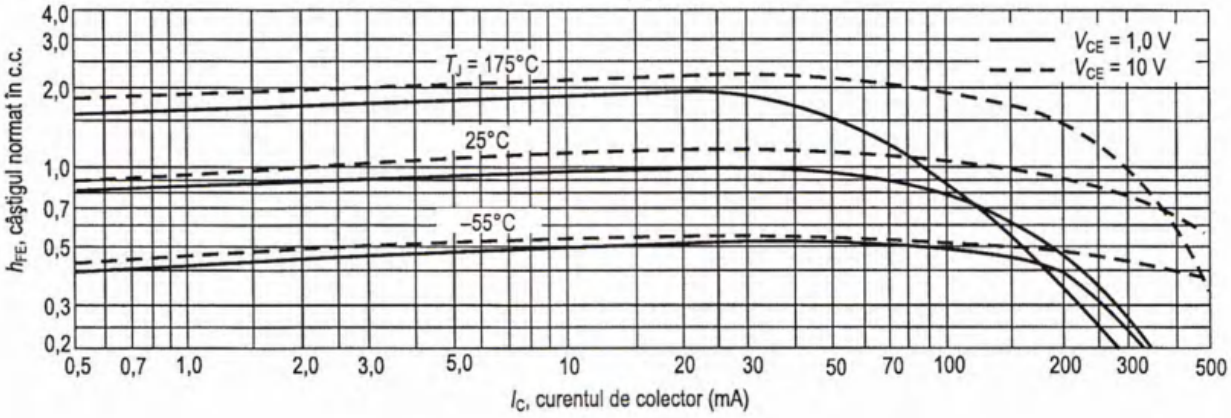


FIGURA 2 – Caracteristicile de colector în regiunea de saturaţie

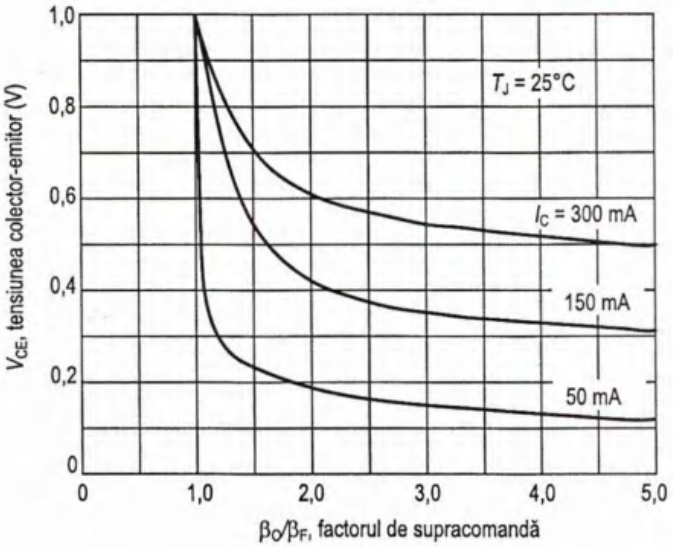


Diagrama prezintă influenţa curentului de bază asupra curentului de colector. β_O (câştigul în curent la limita de saturaţie) este câştigul în curent al tranzistorului la 1 V, iar β_F (câştigul forţat) este raportul I_C/I_{BF} aferent circuitului.

EXEMPLU: Pentru un tranzistor 2N2219, estimaţi curentul de bază (I_{BF}) care asigură funcţionarea în saturaţie la temperatura de 25C şi la un curent de colector de 150 mA. Se observă că la I_C = 150 mA este necesar un factor de supracomandă de minimum 2,5 pentru ca punctul de funcţionare al tranzistorului să fie situat cu certitudine în interiorul regiunii de saturaţie. Din fig. 1 se vede că h_{FE} la 1 V este de aproximativ 0,62 din h_{FE} la 10 V. Considerând câştigul minim garantat de 100 la 150 mA şi 10 V, β_O = 62 şi înlocuind aceste valori în ecuaţia de supracomandă obţinem:

$$\frac{\beta_O}{\beta_F} = \frac{h_{FE} \text{ la } 1{,}0 \text{ V}}{I_C/I_{BF}} \qquad 2{,}5 = \frac{62}{150/I_{BF}} \quad I_{BF} \approx 6{,}0 \text{ mA}$$

2N2218A/19/19A/21A/22/22A

FIGURA 3 – Tensiunile în regim de conducție

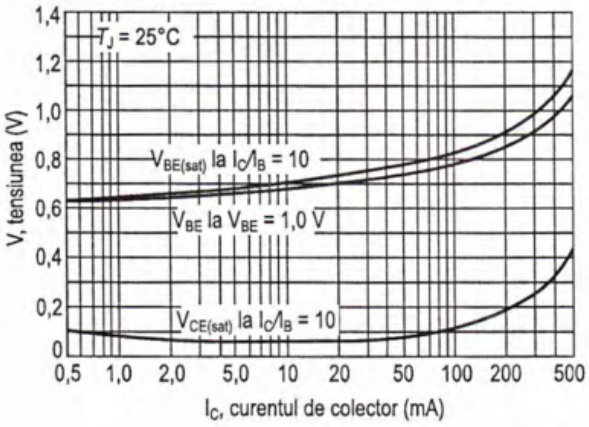
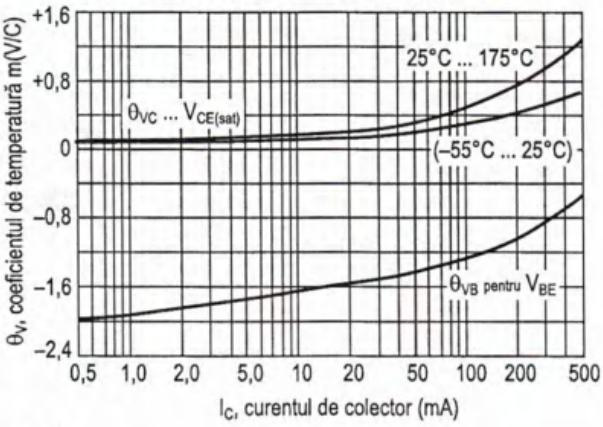


FIGURA 4 – Coeficienții de temperatură



PARAMETRII h

V_{CE}= 10 V c.c., f = 1,0 kHz, T_A= 25C

Diagramele următoare ilustrează dependențele dintre h_{FE} şi alți parametri h pentru aceste tipuri de tranzistoare. Curbele sunt reprezentate pentru un dispozitiv cu câştigul mare şi un altul cu câştigul mic, alese în acest scop. Curbele marcate cu aceeaşi cifră în toate cele patru diagrame corespund aceluiaşi dispozitiv.

FIGURA 5 – Impedanța de intrare

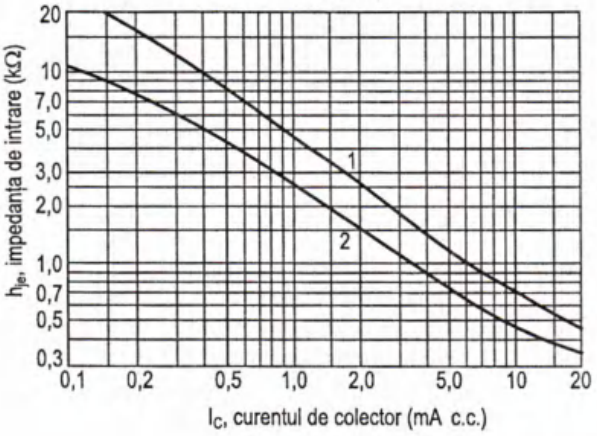


FIGURA 6 – Factorul de reacție în tensiune

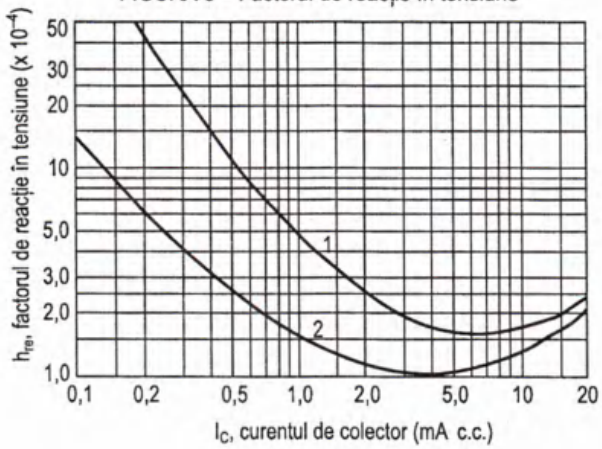


FIGURA 7 – Câştigul în curent

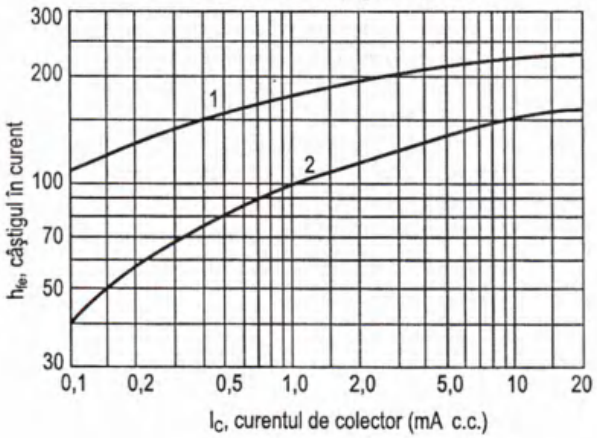
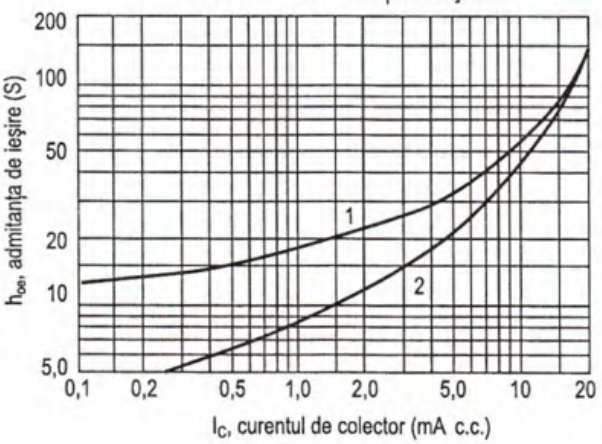


FIGURA 8 – Admitanța de ieşire



2N2218A/19/19A/21A/22/22A
Caracteristicile timpilor de comutație

FIGURA 9 – Timpul de deschidere

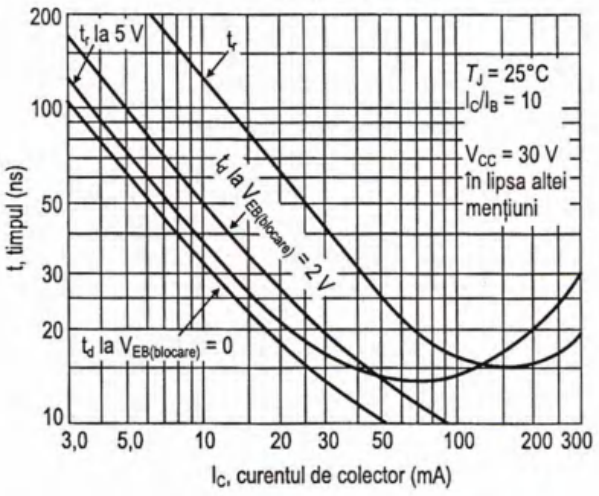


FIGURA 10 – Date referitoare la sarcină

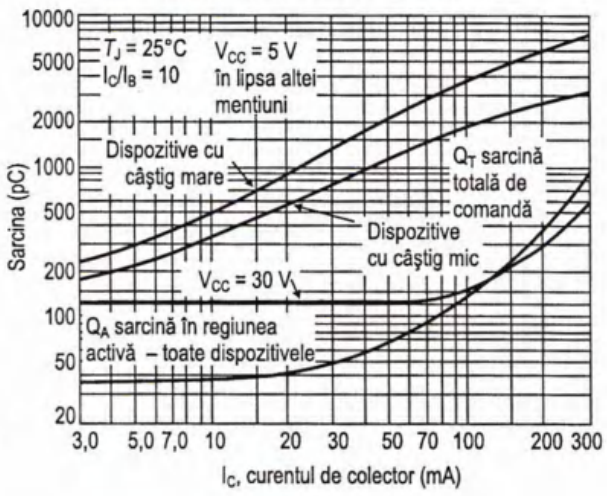
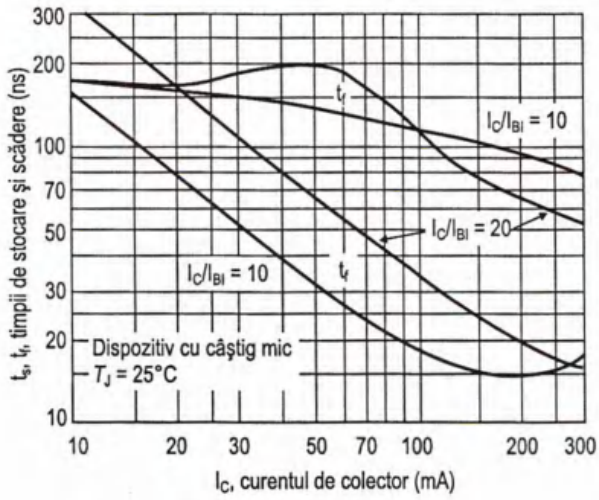


FIGURA 11 – Comportarea în blocare



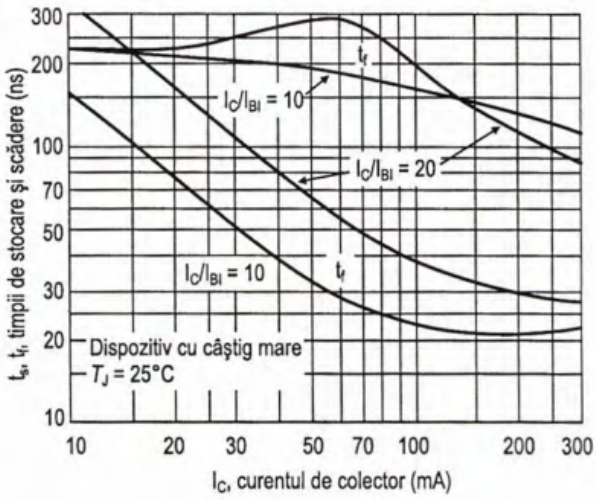


FIGURA 12 – Circuitul echivalent pentru măsurarea timpilor de întârziere și de creștere

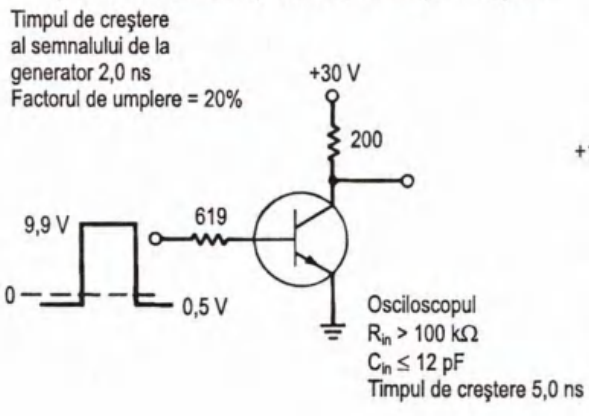
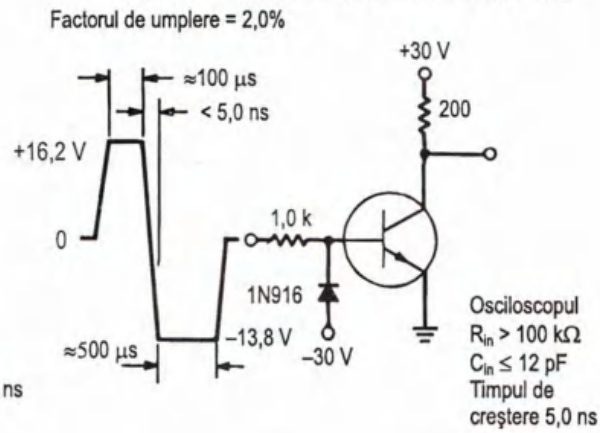
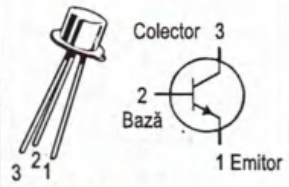


FIGURA 13 – Circuitul echivalent pentru măsurarea timpilor de stocare și de scădere



2N3946, 2N3947

CAPSULĂ 22-03, MODEL 1
TO-18 (TO-206AA)



TRANZISTOARE DE UZ GENERAL

npn, **CU SILICIU**

VALORI LIMITĂ ABSOLUTE

Mărimea	Simbol	Valoare	Unitate
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	40	V c.c.
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	60	V c.c.
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	6,0	V c.c.
Curentul de colector – continuu	I_C	200	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	0,36 2,06	Watt mW/°C
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_C = 25°C Corectare peste 25°C cu	P_D	1,2 6,9	Watt mW/°C
Domeniul de temperaturi de funcționare și stocare ale joncțiunii	T_J, T_{stg}	–65 ... +200	°C

CARACTERISTICI TERMICE

Caracteristica	Simbol	Max.	Unit.
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{\theta JA}$	0,15	°C/W
Rezistența termică joncțiune-mediu ambiant	$R_{\theta JC}$	0,49	°C/W

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Caracteristica		Simbol	Minim	Maxim	Unit.
CARACTERISTICI DE BLOCARE					
Tensiunea de străpungere colector-emitor (1) (I_C = 10 mA c.c.)		$V_{(BR)CEO}$	40	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere colector-bază (I_C = 10 μA c.c., I_E = 0)		$V_{(BR)CBO}$	60	–	V c.c.
Tensiunea de străpungere emitor-bază (I_E = 10 μA c.c., I_C = 0)		$V_{(BR)EBO}$	6,0	–	V c.c.
Curentul de colector în blocare (V_{CE} = 40 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c.) (V_{CE} = 40 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c., T_A = 150°C)		I_{CEX}	– –	0,010 15	μA c.c.
Curentul de bază în blocare (V_{CE} = 40 V c.c., V_{EB} = 3,0 V c.c)		I_{BL}	–	0,025	μA c.c.
CARACTERISTICI DE CONDUCȚIE					
Câștigul în c.c.(1) (I_C = 0,1 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.)	2N3946 2N3947	h_{FE}	30 60	– –	–
(I_C = 1,0 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.)	2N3946 2N3947		45 90	– –	
(I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c.)	2N3946 2N3947		50 100	150 300	
(I_C = 50 mA c.c., V_{CE} = 1,0 V c.c)	2N3946 2N3947		20 40	– –	
Tensiunea de saturație colector-emitor(1) (I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c. (I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 m Ac.c.)		$V_{CE(sat)}$	– –	0,2 0,3	V c.c.
Tensiunea de saturație bază-emitor(1) (I_C = 10 mA c.c., I_B = 1,0 mA c.c.) (I_C = 50 mA c.c., I_B = 5,0 mA c.c.)		$V_{BE(sat)}$	0,6 –	0,9 1,0	V c.c.
CARACTERISTICI DE SEMNAL MIC					
Produsul câștig în curent – bandă (I_C = 10 mA c.c., V_{CE} = 20 V c.c., f = 100 MHz)	2N3946 2N3947	f_T	250 300	– –	MHz
Capacitatea de ieșire (V_{CB} = 10 V c.c., I_E = 0, f = 1,0 MHz)		C_{obo}	–	4,0	pF
Capacitatea de intrare (V_{EB} = 1,0 V c.c., I_C = 0, f = 1,0 MHz)		C_{ibo}	–	8,0	pF
Impedanța de intrare (I_C = 1,0 mA, V_{CE} = 10 V, f = 1,0 kHz)	2N3946 2N3947	h_{ie}	0,5 20	6,0 12	kΩ
Factorul de reacție în tensiune (I_C = 1,0 mA, V_{CE} = 10 V, f = 1,0 kHz)	2N3946 2N3947	h_{re}	– –	10 20	X 10^{-4}
Câștigul în curent la semnal mic (I_C = 1,0 mA, V_{CE} = 10 V, f = 1,0 kHz)	2N3946 2N3947	h_{fe}	50 100	250 700	–

2N3946, 2N3947

CARACTERISTICI ELECTRICE (continuare) (T_A = 25 °C în lipsa altei menţiuni)

Caracteristica		Simbol	Minim	Maxim	Unit.
Admitanţa de ieşire (I_C = 1,0 mA, V_{CE} = 10 V, f = 1,0 kHz)	2N3946 2N3947	h_{oe}	1,0 5,0	30 50	µS
Constanta de timp colector-bază (I_C = 10 mA, V_{CE} = 20 V, f = 31,8 MHz)		$rb'C_C$	-	200	ps
Factorul de zgomot (I_C = 100 µA, V_{CE} = 5,0 V, R_g = 1,0 kΩ, f = 1,0 kHz)		NF	-	5,0	dB

CARACTERISTICI DE COMUTAŢIE

Timpul de întârziere	V_{CC} = 3,0 V c.c., V_{OB} = 0,5 V c.c.,		t_d	-	35	ns
Timpul de creştere	I_C = 10 mA c.c., I_{B1} = 1,0 mA		t_r	-	35	ns
Timpul de stocare	V_{CC} = 3,0 V, I_C = 10 mA,	2N3946	t_s	-	300	ns
	$I_{B1} = I_{B2}$ = 1,0 mA c.c.	2N3947			375	
Timpul de scădere			t_f	-	75	ns

(1) Testare în impulsuri: Lăţimea impulsului ≤ 300 µS, factorul de formă ≤ 2,0%.

CARACTERISTICI DE COMUTAŢIE TIPICE

(T_A = 25°C în lipsa altei menţiuni)

FIGURA 1 – Timpii de întârziere şi de creştere

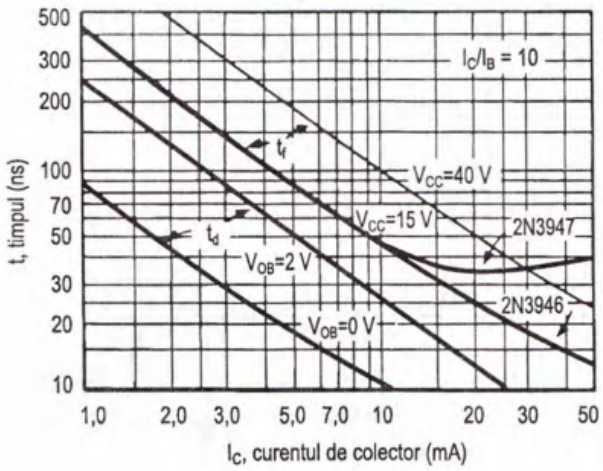
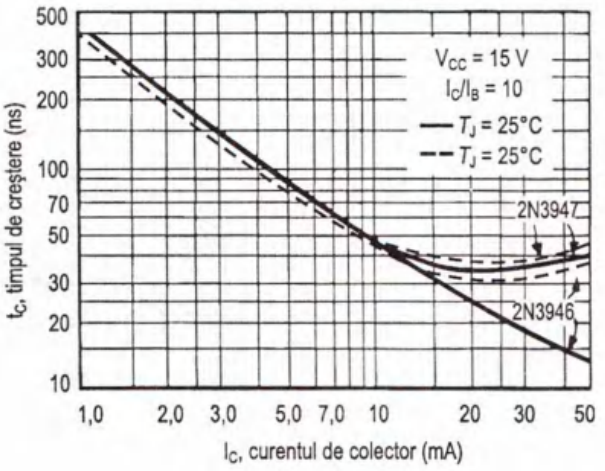


FIGURA 2 – Timpul de creştere



2N3946, 2N3947

FIGURA 3 – Timpii de stocare şi scădere

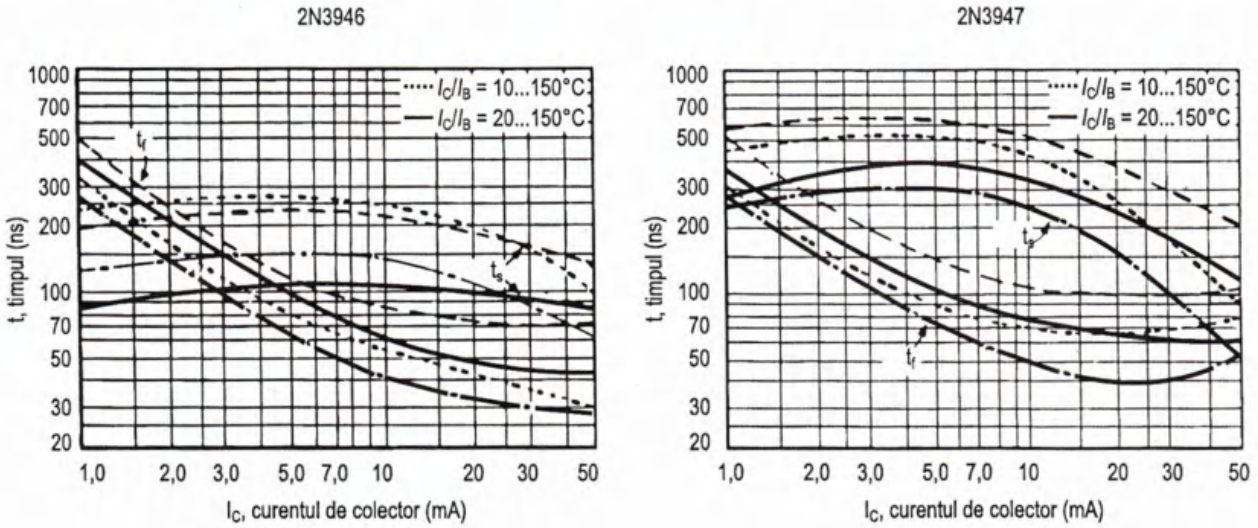


FIGURA 4 – Circuitul echivalent pentru măsurarea timpului de deschidere

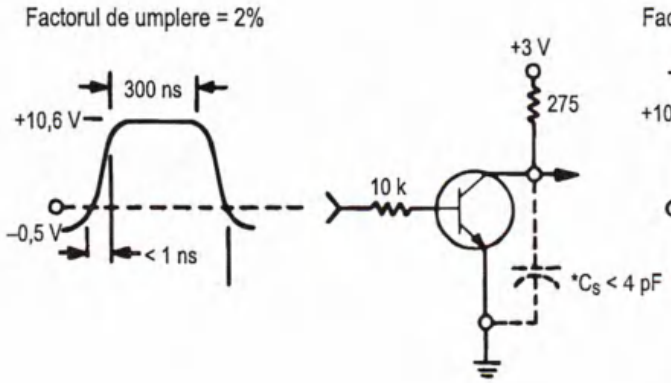
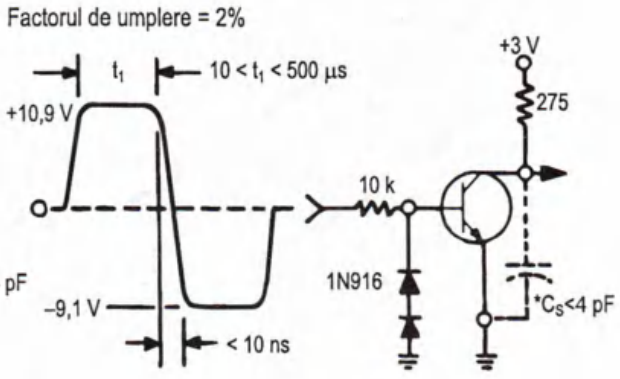


FIGURA 5 – Circuitul echivalent pentru măsurarea timpului de blocare

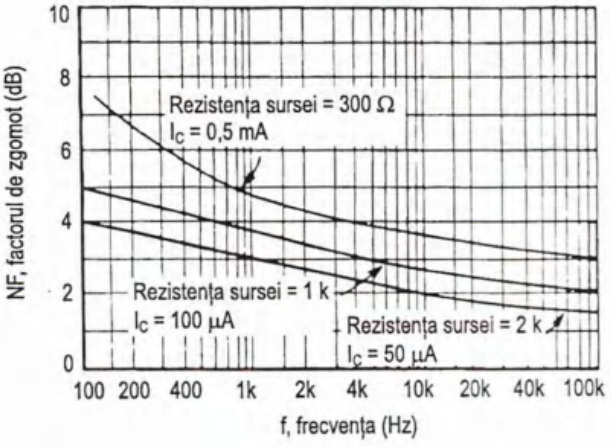


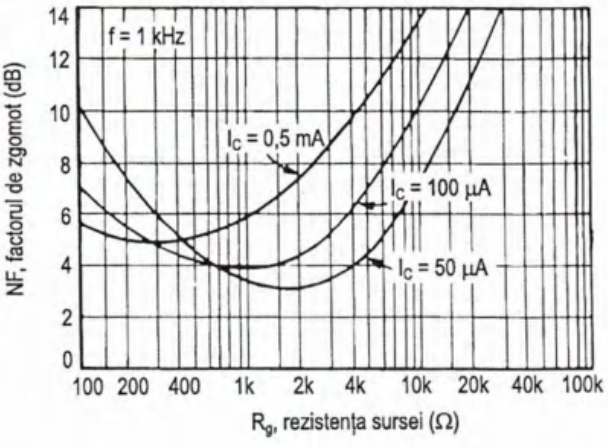
* Capacitatea paralel totală a clemelor şi conectoarelor

2N3946, 2N3947

Caracteristicile de semnal mic audio

FIGURA 6 – Variațiile factorului de zgomot
V_{CE} = 5,0 V, T_A = 25°C





Parametrii h

V_{CE} = 5,0 V, T_A = 25°C, f = 1,0 kHz

FIGURA 7 – Câștigul în curent

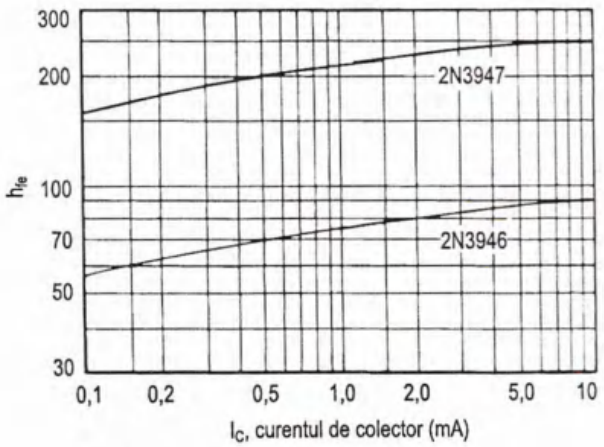


FIGURA 8 – Admitanța de ieșire

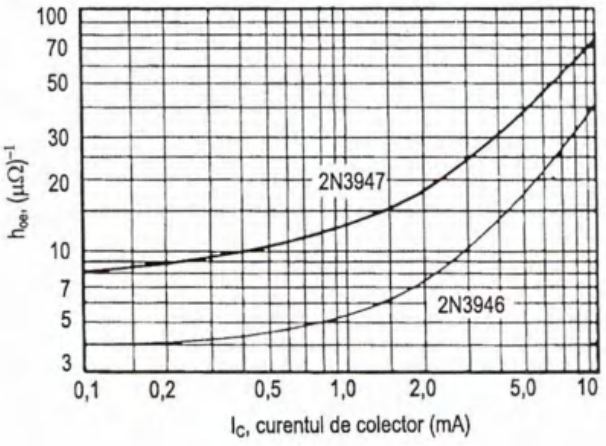


FIGURA 9 – Impedanța de intrare

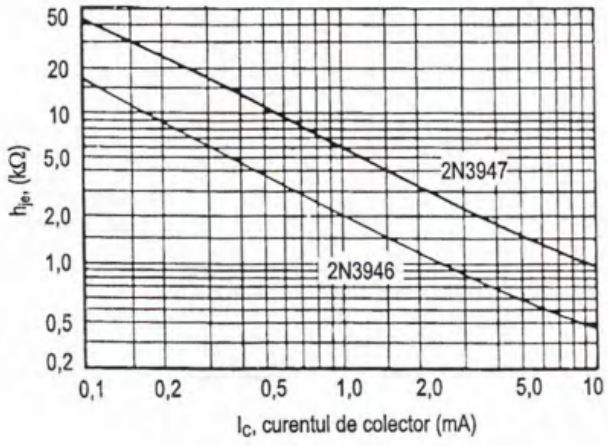
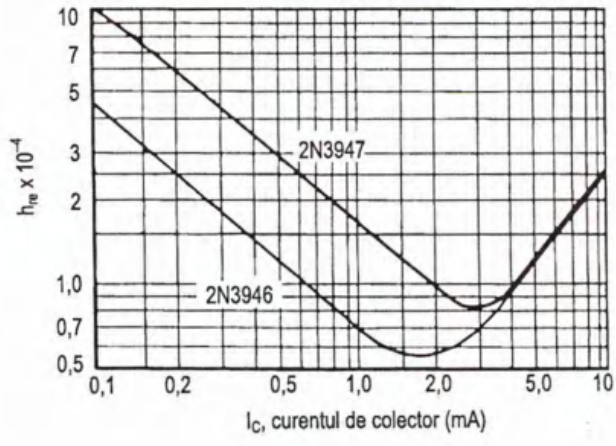


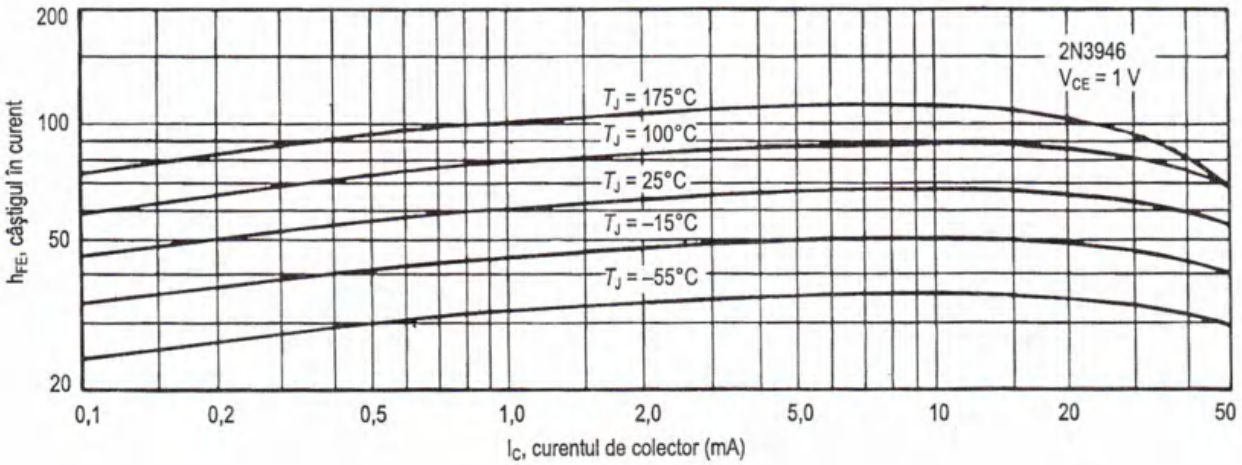
FIGURA 10 – Factorul de reacție în tensiune



2N3946, 2N3947

FIGURA 7 – Caracteristicile de câştig în curent

2N3946



2N3947

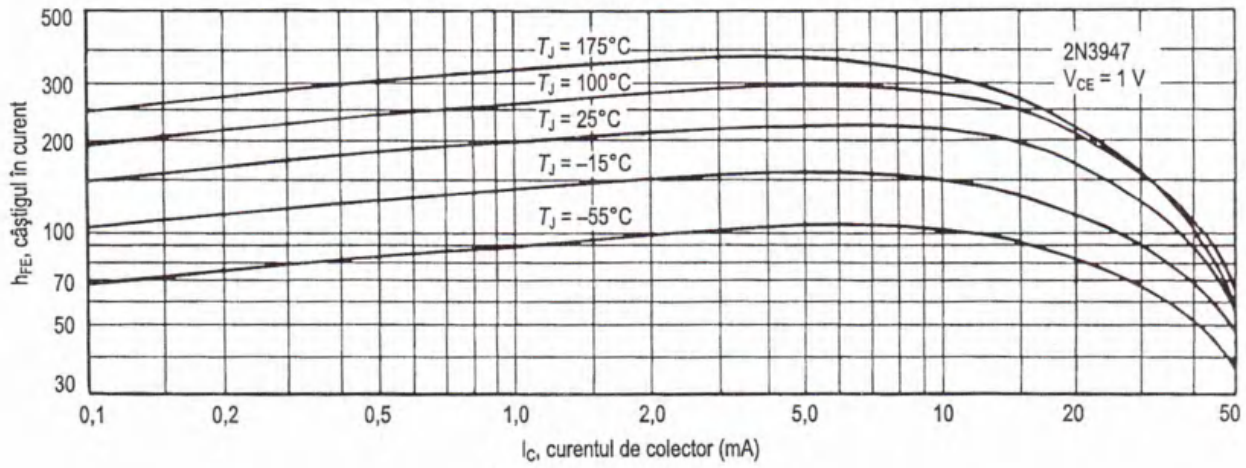


FIGURA 12 – Capacitatea

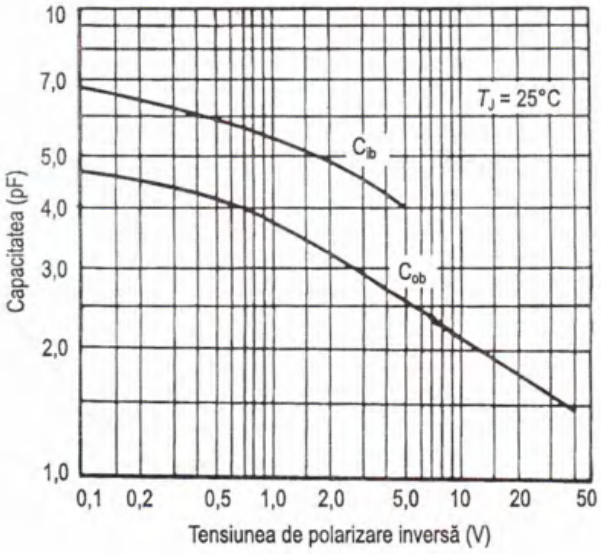
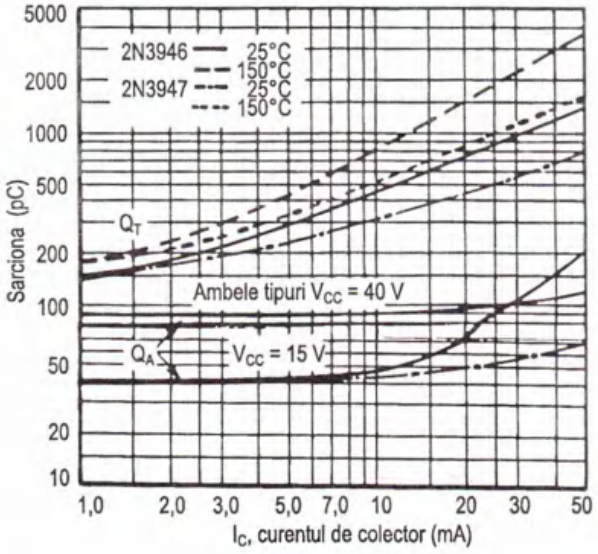


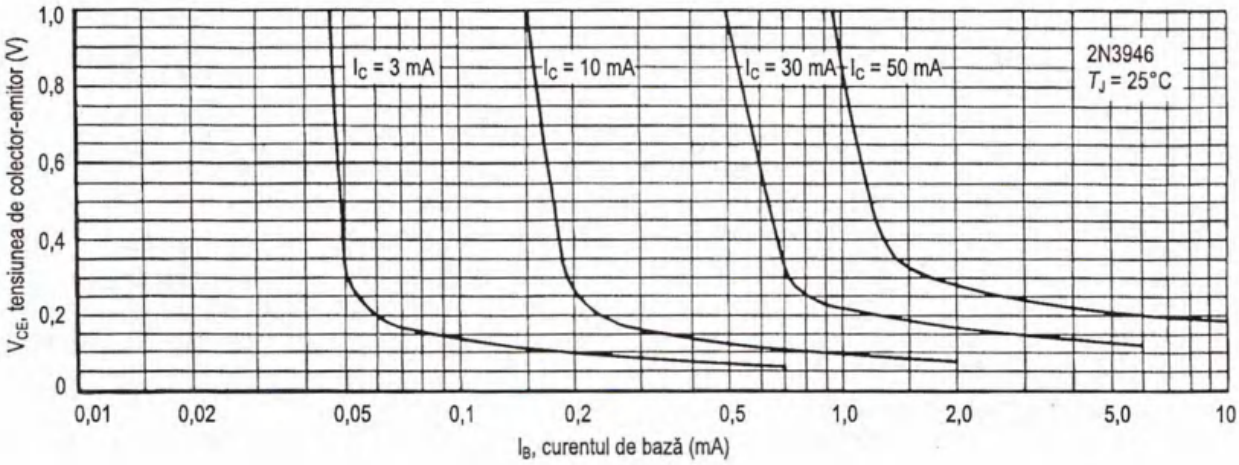
FIGURA 13 – Date referitoare la sarcină



2N3946, 2N3947

FIGURA 14 – Regiunea de saturație a curentului de colector

2N3946



2N3947

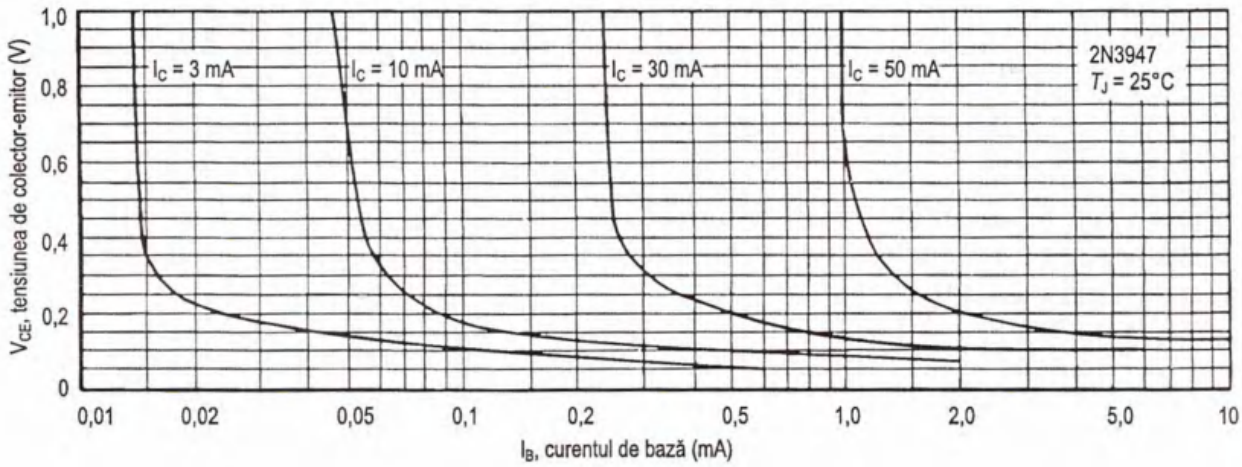


FIGURA 15 – Tensiunile în regim de conducție

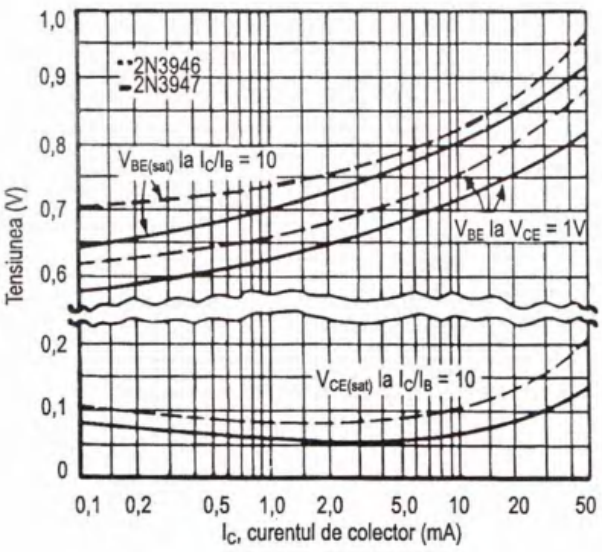
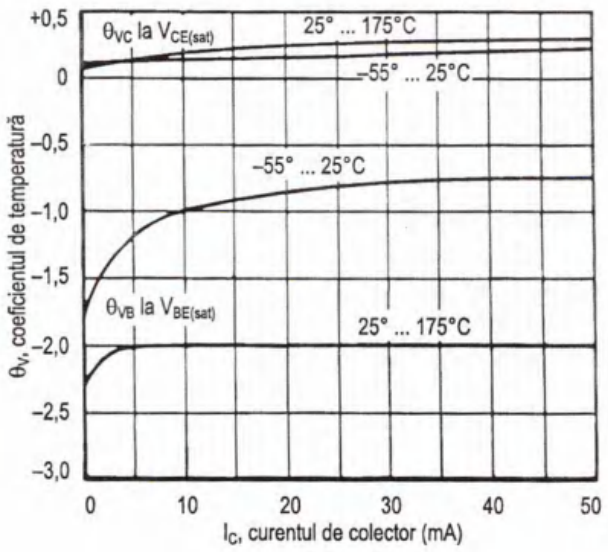
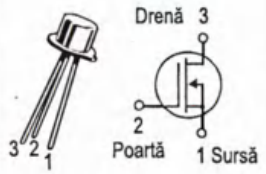


FIGURA 16 – Coeficienții de temperatură



2N3796
2N3797

CAPSULĂ 22-03, STIL 2
TO-18 (TO-206AA)



MOSFET PENTRU APLICAȚII AUDIO DE MICĂ PUTERE CU CANAL *n*, CU SĂRĂCIRE

VALORI LIMITĂ ABSOLUTE

Mărimea	Simbolul	Valoarea	Unitatea
Tensiunea drenă-sursă	V_{DS}		V c.c.
2N3796		25	
2N3797		20	
Tensiunea poartă-sursă	V_{GS}	±10	V c.c.
Curentul de drenă	I_D	20	mA c.c.
Puterea totală disipată pe dispozitiv la T_A = 25°C	P_D	200	mW
Corectare peste 25°C cu		1,14	mW/°C
Domeniul de temperaturi pentru joncțiune	T_J	+175	°C
Domeniul de temperaturi de stocare pentru canal	T_{stg}	–65 ...+200	°C

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_A = 25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
CARACTERISTICI DE BLOCARE						
Tensiunea de străpungere drenă-sursă		$V_{(BR)DSX}$				V c.c.
(V_{GS} = –4,0 V, I_D = 5,0 μA)	2N3796		25	30	–	
(V_{GS} = –7,0 V, I_D = 5,0 μA)	2N3797		20	25	–	
Curentul invers de poartă (1)		I_{GSS}				pA c.c.
(V_{GS} = –10 V, V_{DS} = 0)			–	–	1,0	
(V_{GS} = –10 V, V_{DS} = 0, T_A = 150°C)			–	–	200	
Tensiunea poartă-drenă în blocare		$V_{GS(off)}$				V c.c.
(I_D = 0,5 μA, V_{DS} = 10 V)	2N3796		–	–3,0	–4,0	
(I_D = 2,0 μA, V_{DS} = 10 V)	2N3797		–	–5,0	–7,0	
Curentul invers drenă-poartă (1)		I_{DGO}	–	–	1,0	pA c.c.
(V_{DG} = 10 V, I_S = 0)						
CARACTERISTICI DE CONDUCȚIE						
Curentul de drenă la tensiune zero pe poartă		I_{DSS}				mA c.c.
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0)	2N3796		0,5	1,5	3,0	
	2N3797		2,0	2,9	6,0	
Curentul de drenă în conducție		$I_{D(on)}$				mA c.c.
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = +3,5 V)	2N3796		7,0	8,3	14	
	2N3797		9,0	14	18	
CARACTERISTICI DE SEMNAL MIC						
Admitanța de transfer direct		$\|y_{fs}\|$				μS
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)	2N3796		900	1200	1800	
	2N3797		1500	2300	3000	
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)	2N3796		900	–	–	
	2N3797		1500	–	–	
Admitanța de ieșire		$\|y_{os}\|$				μS
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz)	2N3796		–	12	25	
	2N3797		–	27	60	
Capacitatea de intrare		C_{iss}				pF
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f = 1,0 MHz)	2N3796		–	5,0	7,0	
	2N3797		–	6,0	8,0	
Capacitatea de transfer invers		C_{rss}	–	0,5	0,8	pF
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, f =1,0 MHz)						
CARACTERISTICI FUNCȚIONALE						
Factorul de zgomot		NF	–	3,8	–	dB
(V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0, *f* =1,0 kHz, R_S = 3 MΩ)						

(1) Această valoare a curentului este suma dintre curentul rezidual al FET și curentul aferent soclului de probă în condițiile cele mai favorabile.

2N3796, 2N3797

CARACTERISTICILE DE DRENĂ TIPICE

FIGURA 1 – 2N3796

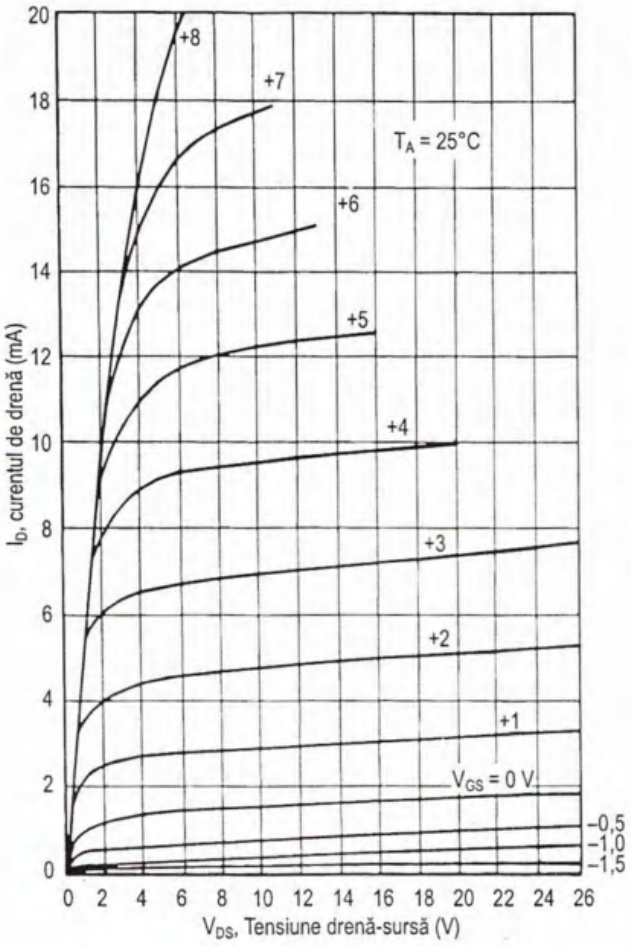
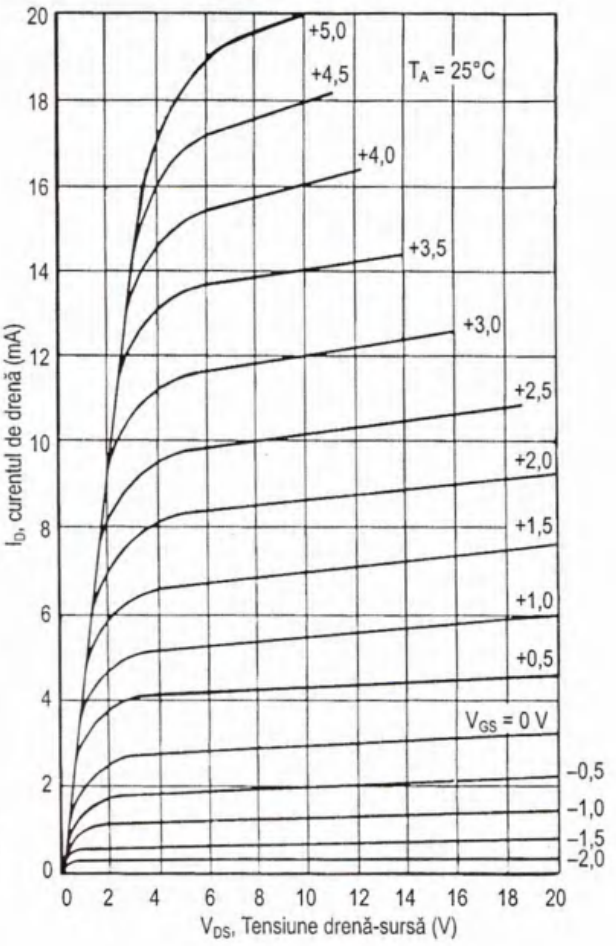


FIGURA 2 – 2N3797



CARACTERISTICILE DE TRANSFER CU SURSA COMUNĂ

FIGURA 3 – 2N3796

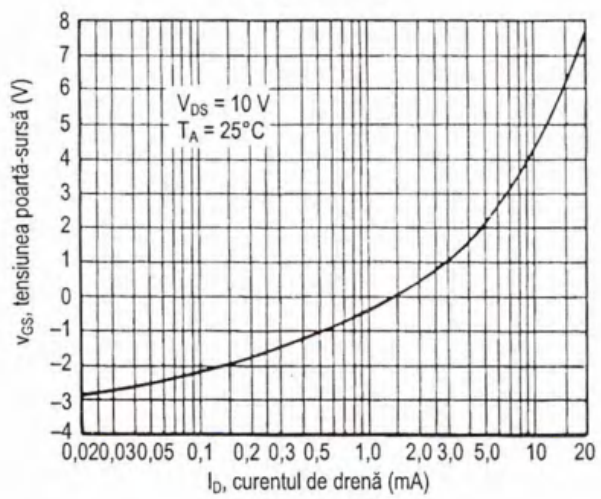
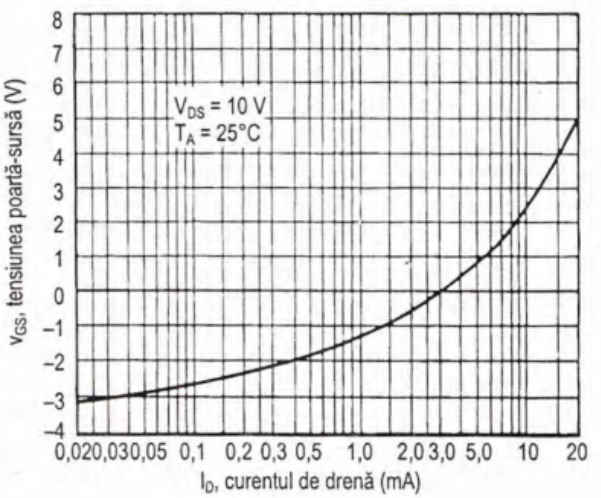


FIGURA 4 – 2N3797



2N3796, 2N3797

FIGURA 5 – Admitanța de transfer direct

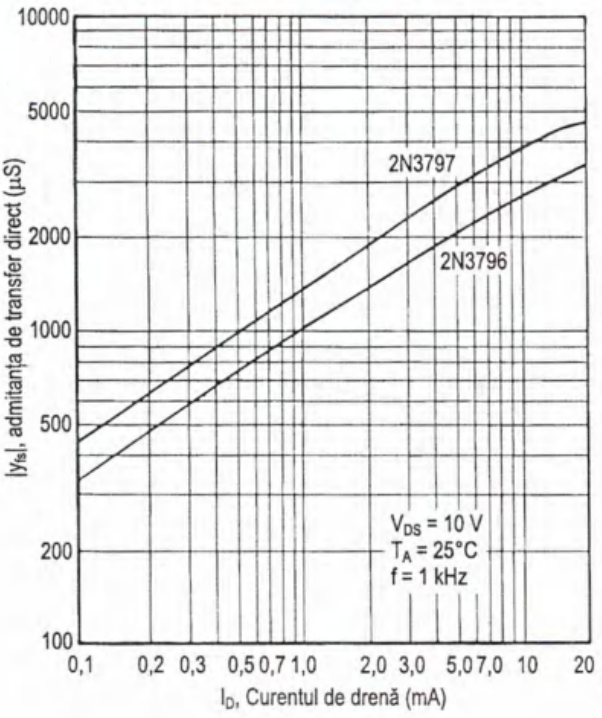


FIGURA 6 – Admitanța de ieşire

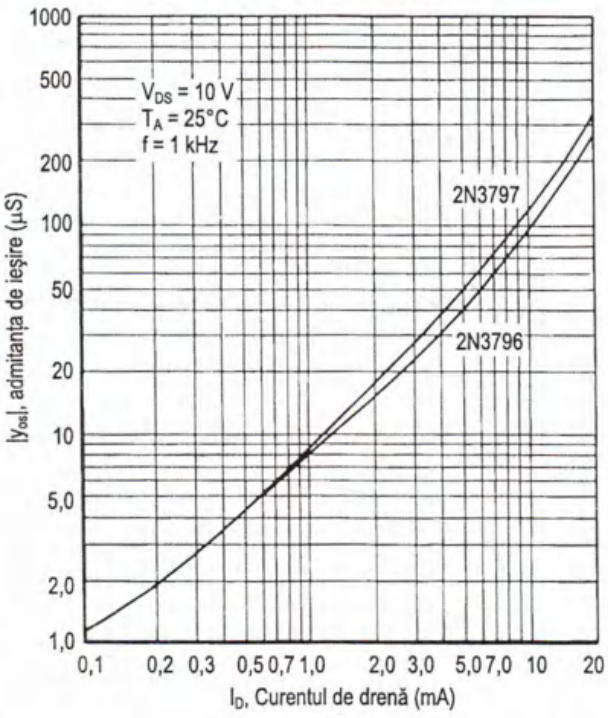
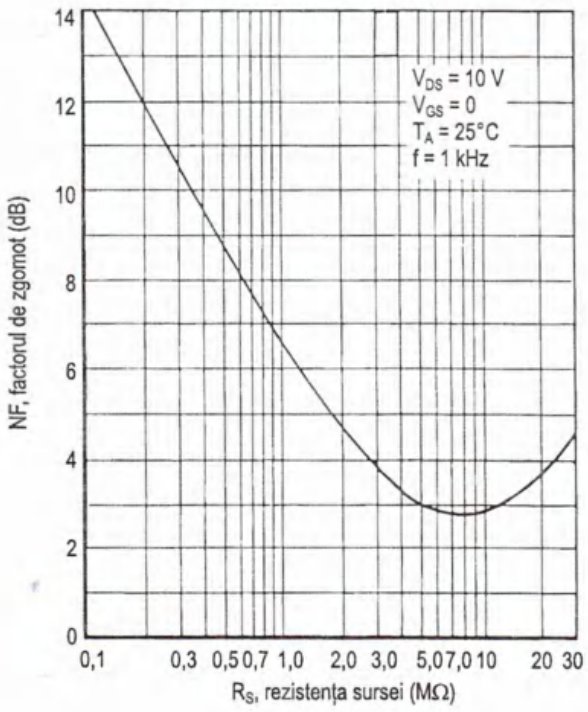


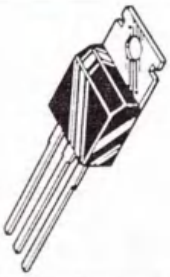
FIGURA 7 – Factorul de zgomot



MOTOROLA

2N6394 MCR220-5
⋮ MCR220-7
2N6399 MCR220-9

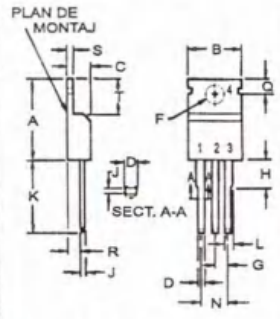
TIRISTOARE
12 A ef.
50-800 V



TIRISTOARE

... concepute îndeosebi pentru comanda în c.a. redresat mono-alternanță, ca, de exemplu, comanda motoarelor, a echipamentelor de încălzire și a surselor de alimentare; se pot folosi oriunde sunt necesare dispozitive discrete de siliciu, cu comandă pe poartă, pentru redresare mono-alternanță.

- Joncțiuni pasivizate cu sticlă și amorsare pe poartă centrală pentru o mai mare uniformitate a parametrilor și stabilitate mai bună
- Construcție robustă, de tip Thermowatt▲, de dimensiuni reduse, pentru obținerea unei rezistențe termice scăzute, a unei disipări de căldură substanțiale și a fiabilității
- Tensiune de blocare de până la 800 V



PIN 1 CATOD
2 ANOD
3 POARTĂ
4 ANOD

Sunt valabile toate dimensiunile și recomandările JEDEC

	MILIMETRI		INCI	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14,23	15,87	0,560	0,625
B	9,66	10,66	0,380	0,420
C	3,56	4,82	0,140	0,190
D	0,51	1,14	0,020	0,045
F	3,531	3,733	0,139	0,147
G	2,29	2,79	0,090	0,110
H	–	6,35	–	0,250
J	0,31	1,14	0,012	0,045
K	12,70	14,27	0,500	0,562
L	1,14	1,77	0,045	0,070
N	4,83	5,33	0,190	0,210
Q	2,54	3,04	0,100	0,120
R	2,04	2,92	0,080	0,115
S	0,51	1,39	0,020	0,055
T	5,85	6,85	0,230	0,270

CAPSULĂ 221-02
TO 220 AB

***VALORI MAXIME**

Mărimea	Simbol	Valoare	Unit.
Tensiunea inversă de vârf (1)	V_{RRM}		V
2N6394		50	
2N6395		100	
2N6396		200	
MCR220-5		300	
2N6397		400	
MCR220-7		500	
2N6398		600	
MCR220-9		700	
2N6399		800	
Curentul direct eficace, T_J = 125°C (pentru orice unghi de conducție)	$I_{T(RMS)}$	12	A
Curentul de vârf de suprasarcină accidentală (o semiperioadă de sinusoidă, 60 Hz, T_J = 125°C)	I_{TSM}	100	A
Condiții de protecție prin siguranță fuzibilă (T_J = –40 ... +125°C, t = 1,0 ... 8,3 ms)	I^2t	40	A^2s
Puterea pe poartă la vârf, în conducție directă	P_{GM}	20	W
Puterea medie pe poartă, în conducție directă	$P_{G(AV)}$	0,5	W
Valoarea de vârf a curentului direct de poartă	I_{GM}	2,0	A
Domeniul de temperaturi de funcționare a joncțiunii	T_J	–40 ... +125	°C
Domeniul de temperaturi de stocare	T_{stg}	–40 ... +150	°C

CARACTERISTICI TERMICE

Caracteristica	Simbol	Max.	Unit.
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{\theta JC}$	2,0	°C/W

(1) La toate tipurile de dispozitive se poate aplica V_{RRM} continuă fără pericol de deteriorare. Valorile acesteia sunt valabile pentru tensiuni de poartă zero sau negative. Testarea dispozitivelor la blocare nu trebuie efectuată cu tensiuni de blocare mai mari decât valorile specificate.

*Caracteristici JEDEC
▲ Marcă de comerț a firmei Motorola, Inc.

2N6394 ... 2N6399 ● MCR220-5 ● MCR220-7 ● MCR220-9

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_A = 25°C în lipsa altei menţiuni)

Mărimea		Simbol	Min.	Tip.	Max.	Unit.
*Tensiunea directă de vârf în blocare (T_J = 125°C)		V_{DRM}				V
	2N6394		50	–	–	
	2N6395		100	–	–	
	2N6396		200	–	–	
	MCR220-5		300	–	–	
	2N6397		400	–	–	
	MCR220-7		500	–	–	
	2N6398		600	–	–	
	MCR220-9		700	–	–	
	2N6399		800	–	–	
*Curentul direct de vârf în blocare (pentru V_{DRM} specificată la T_J = 125°C)		I_{DRM}	–	–	2,0	mA
*Curentul invers de vârf în blocare (pentru V_{RRM} specificată la T_J = 125°C)		I_{RRM}	–	–	2,0	mA
*Tensiunea directă în conducţie (I_{TM} = 24 A la vârf)		V_{TM}	–	1,7	2,2	V
*Curentul de amorsare pe poartă (c.c. neîntrerupt) (Tensiunea anodică = 12 Vc.c., R_S = 100 Ω)		I_{GT}	–	5,0	30	mA
*Tensiunea de amorsare pe poartă (c.c. neîntrerupt) (Tensiunea anodică = 12 Vc.c., R_S = 100 Ω)		V_{GT}	–	0,7	1,5	V
*Tensiunea de poartă de neamorsare (Tensiunea anodică = V_{DRM} specificată, R_S = 100 Ω, T_J = 125°C)		V_{GD}	0,2	–	–	V
*Curentul de menţinere (Tensiunea anodică = 12 Vc.c.)		I_H	–	6,0	40	mA
Timpul de comutare directă (I_{TM} = 12 A, I_{GT} = 40 mAc.c.)		t_{gt}	–	1,0	2,0	µs
Timpul de comutare inversă		t_q				µs
(I_{TM} = 12 A, I_R = 12 A)			–	15	–	
(I_{TM} = 12 A, I_R = 12 A, T_J = 125°C)			–	35	–	
Viteza de aplicare a tensiunii directe (T_J = 125°C)		dv/dt	–	50	–	V/µs

*Caracteristici JEDEC

FIGURA 1 – Corecţia pentru curentul mediu

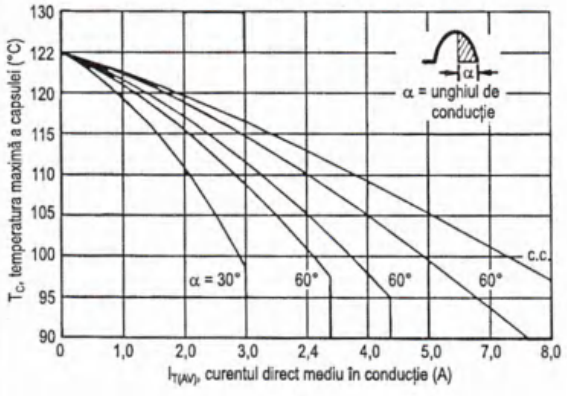
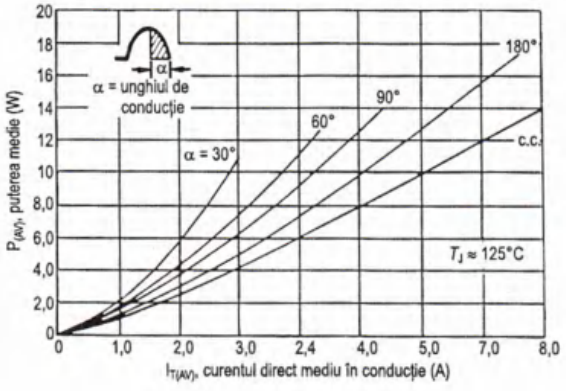


FIGURA 2 – Puterea maximă disipată în conducţie

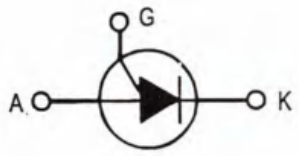


MOTOROLA
Semiconductors
BOX 20912 • PHOENIX ARIZONA 85036

2N6027
2N6028

TRANZISTOARE UNIJONCȚIUNE PROGRAMABILE CU SILICIU

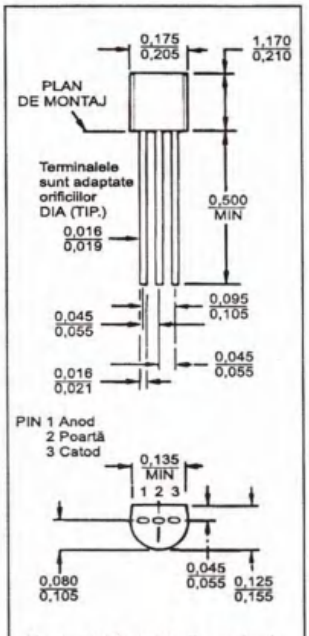
40 V
375 mW
DS2520



Tranzistoare unijoncțiune programabile cu siliciu

... concepute pentru a permite proiectantului să „programeze" caracteristicile de unijoncțiune ca R_{BB}, η, I_V și I_P doar prin alegerea valorilor a două rezistoare. Printre aplicații se numără amorsarea tiristoarelor, oscilatoare, generatoare de impulsuri și circuite de temporizare. Dispozitivele mai pot fi utilizate în circuite speciale cu tiristoare datorită prezenței unei porți de anod. Furnizat în capsulă ieftină, de plastic, de tipul TO-92, din considerente de volum, poate fi montat cu ușurință cu echipamente de plantare automată.

- Programabile – R_{BB}, η, I_V și I_P
- Tensiunea minimă în conducție – max. 1,5 V la I_F = 50 mA
- Curentul rezidual minim poartă-anod – max. 10 nA
- Valoarea de vârf a tensiunii maxime de ieșire – tip. 11 V
- Tensiunea de decalaj minimă – tip. 0,35 V (R_G = 10 kΩ)



Sunt valabile toate dimensiunile și recomandările JEDEC

CAPSULĂ 29-03
TO-92
PLASTIC

*VALORI MAXIME

Mărimea	Simbol	Valoare	Unit.
Puterea disipată (1) Corecție peste 25°C	P_F $1/\theta_{JA}$	375 5,0	mW mW/°C
Curentul continuu direct de anod (2) Corecție peste 25°C	I_T	200 2,67	mA mA/°C
*Curentul continuu de poartă	I_G	±50	mA
Curentul direct repetitiv de vârf Lățimea impulsului = 100 μs, factorul de formă = 1,0% *Lățimea impulsului = 20 μs, factorul de formă = 1,0%	I_{TRM}	 1,0 2,0	 A A
Curentul direct nerepetitiv de vârf Lățimea impulsului = 10 μs	I_{TSM}	5,0	A
*Tensiunea directă poartă-catod	V_{GKF}	40	V
*Tensiunea inversă poartă-catod	V_{GKR}	-5,0	V
*Tensiunea inversă poartă-anod	V_{GAR}	40	V
*Tensiunea anod-catod	V_{AK}	±40	V
Domeniul de temperaturi de funcționare a joncțiunii	T_J	-50 ... +100	°C
Domeniul de temperaturi de stocare	T_{stg}	-55 ... +150	°C

*Caracteristici JEDEC
(1) Valoarea JEDEC este de 300 mW, cu corecție de 4,0 mW/°C.
(2) Valoarea JEDEC este de 150 mA.

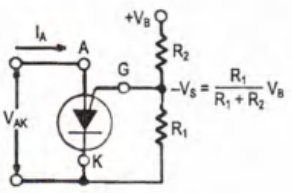
2N6027 ● 2N6028

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_A = 25 °C în lipsa altei mențiuni)

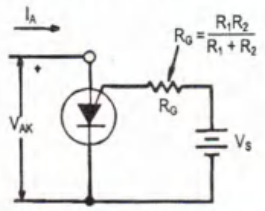
Mărimea		Figura	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
*Curentul de pisc		2, 9, 11	I_P				μA
(V_S = 10 V c.c., R_G = 1,0 MΩ)	2N6027			–	1,25	2,0	
	2N6028			–	0,08	0,15	
(V_S = 10 V c.c., R_G = 10 kΩ)	2N6027			–	4,0	5,0	
	2N6028			–	0,70	1,0	
*Tensiunea de decalaj		1	V_T				V
(V_S = 10 V c.c., R_G = 1,0 MΩ)	2N6027			0,2	0,70	1,6	
	2N6028			0,2	0,50	0,6	
(V_S = 10 V c.c., R_G = 10 kΩ)	(Ambele tipuri)			0,2	0,35	0,6	
*Curentul de vale		1, 4, 5	I_V				μA
(V_S = 10 V c.c., R_G = 1,0 MΩ)	2N6027			–	18	50	
	2N6028			–	18	25	
(V_S = 10 V c.c., R_G = 10 kΩ)	2N6027			70	270	–	
	2N6028			25	270	–	
(V_S = 10 V c.c., R_G = 200 Ω)	2N6027			1,5	–	–	mA
	2N6028			1,0	–	–	
*Curentul rezidual poartă-anod		–	I_{GAO}				nA c.c.
(V_S = 40 V c.c., T_A = 25°C, cu catodul în gol)				–	1,0	10	
(V_S = 40 V c.c., T_A = 75°C, cu catodul în gol)				–	3,0	–	
Curentul rezidual poartă-catod (V_S = 40 V c.c., anodul și catodul în scurtcircuit)		–	I_{GKS}	–	5,0	50	nA c.c.
*Tensiunea directă (I_F = 50 mA la vârf)		1,6	V_F	–	0,8	1,5	V
*Tensiunea de ieșire de vârf (V_B = 20 V c.c., C_C = 0,2 μF)		3,7	V_o	6,0	11	–	V
Timpul de creștere al tensiunii în impulsuri (V_B = 20 V c.c., C_C = 0,2 μF)		3	t_r	–	40	80	ns

*Caracteristici JEDEC

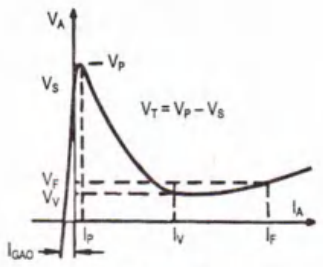
FIGURA 1 – Caracterizare electrică



1A – TUP cu rezistoarele de „programare" R_1 și R_2



1B – Circuitul echivalent celui din fig. 1A, folosit pentru testarea caracteristicilor electrice (v. și fig. 2)



1C – Caracteristici electrice

FIGURA 2 – Circuitul pentru testarea curentului de pisc (V_P)

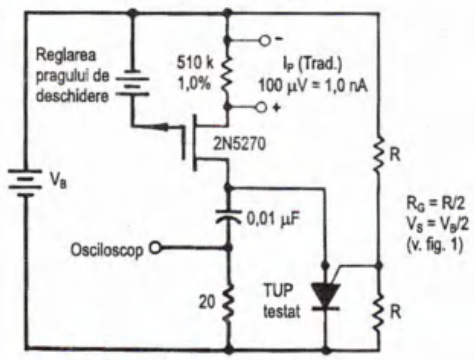
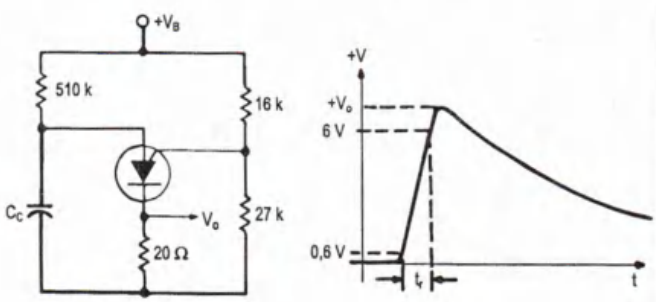


FIGURA 3 – Circuitul pentru testarea V_o și t_r



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

LM117
LM217
LM317

STABILIZATOARE DE TENSIUNE POZITIVĂ REGLABILĂ, CU TREI TERMINALE

Circuit integrat monolitic cu siliciu

STABILIZATOARE DE TE NSIUNE POZITIVĂ REGLABILĂ, CU TREI TERMINALE

LM117/217/317 sunt stabilizatoare de tensiune pozitivă reglabilă, cu trei termin ale, capabile să furnizeze un curent de minimum 1,5 A într -o plajă de tensiuni de ieşire cuprinsă între 1,2 V şi 37 V. Aceste stabilizatoare de tensiune sunt extrem de uşor de utilizat şi necesită doar două rezistoare exterioare pentru fixarea tensiunii de ieşire. În plus, ele sunt prevăzute cu limitarea internă a curentului, deconectare la supraîncălzire şi condiţii de răcire, fiind practic imposibil de distrus.

Seria LM117 au o gamă largă de aplicaţii, putând fi montate pe cartele cu circuite imprimate. Dispozitivul poate servi ca stabilizator cu tensiunea de ieşire reglabilă sau, dacă se conectează un rezistor de valoare fixă între pinul de ieşire şi cel de reglare, LM117 devine stabilizator de curent de precizie.

- Curent de ieşire de min. 1,5 A în variantele K şi T
- Curent de ieşire de min.0,5 A în varianta H
- Tensiune de ieşire reglabilă între 1,2 V şi 37 V
- Protecţie internă la supraîncălzire
- Limitare internă a curentului de ieşire, în caz de scurtcircuit, la o valoare fixă în funcţie de temperatură
- Asigurarea răcirii tranzistorului de ieşire
- Funcţionare cu masă flotantă în aplicaţii cu tensiuni mari
- Capsule standardizate cu trei terminale, similare cu cele de tranzistoare
- Elimină necesitatea prezenţei mai multor tensiuni fixe

VARIANTA K
CAPSULĂ METALICĂ 1

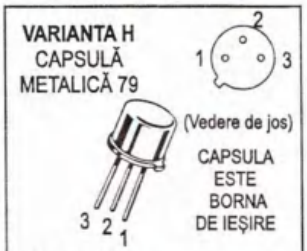
Pinii 1 şi 2 sunt izolaţi galvanic de capsulă. Capsula constituie cel de-al treilea terminal.

VARIANTA T
CAPSULĂ DE PLASTIC 221A

Pinul 1 Reglare (Adjust)
2 V_{out}
3 V_{in}

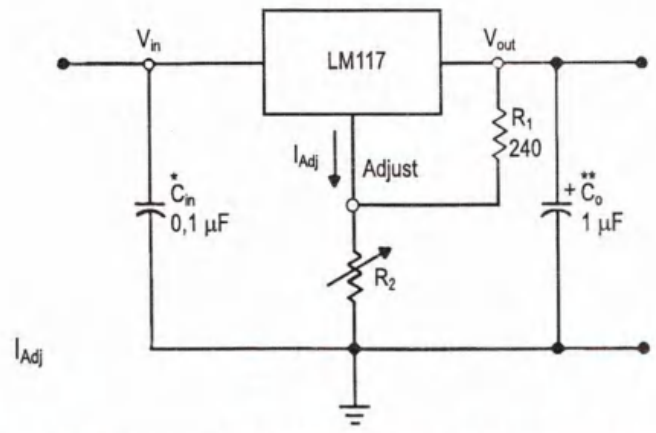
Plăcuţa metalică a radiatorului este conectată la pinul 2.

VARIANTA H
CAPSULĂ METALICĂ 79



Pinul 1 V_{in}
2 Reglare (Adjust)
3 V_{out}

Montaj standard



* = C_{in} este necesar dacă stabilizatorul este amplasat la o distanţă apreciabilă faţă de filtrul sursei de alimentare.

** = C_o nu este necesar pentru stabilitate, însă ameliorează răspunsul tranzitoriu.

$$V_{out} = 1{,}25\ V\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{Adj}R_2$$

Întrucât I_{Adj} este reglat la mai puţin de 100 µA, erorile datorate termenului ce îl conţine sunt neglijabile în majoritatea cazurilor.

INFORMAŢII PENTRU COMANDĂ

Dispozitivul	Domeniul de temperaturi de funcţionare testat	Capsulă
LM117H LM117K	T_J = -55°C ... + 150°C	Metalică Metalică de putere
LM217H LM217K	T_J = -25°C ... + 150°C	Metalică Metalică de putere
LM317H LM317K LM317T	T_J = 0°C ... + 125°C	Metalică Metalică de putere De plastic de putere
LM317BT#	T_J = -40°C ... + 125°C	De plastic de putere

Dispozitivele destinate vehiculelor, pentru o anumită gamă de temperaturi, se selectează prin testări suplimentare, efectuate în condiţii speciale.
Pentru informaţii suplimentare contactaţi reprezentanţa locală Motorola.

LM117, LM217, LM317

***VALORI MAXIME**

Mărimea	Simbol	Valoare	Unit.
Diferența dintre tensiunile de intrare și de ieșire	V_I-V_O	40	V c.c.
Puterea disipată	P_D	Limitată intern	
Domeniul de temperaturi de funcționare pentru joncțiune	T_J		°C
LM117		-55 ... + 150	
LM217		-25 ... + 150	
LM317		0 ... + 150	
Domeniul de temperaturi de stocare	T_{stg}	- 65 ... + 150	°C

CARACTERISTICI ELECTRICE (VI = –10 V, I0 = 500 mA, 0oC < TJ < +125oC, în lipsa altor mențiuni.)

Mărimea	Fig.	Simbol	LM117/217			LM317			Unit.
			Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	
Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare (Nota 3) T_A = 25°C, 3,0 V ≤ V_I - V_O ≤ 40 V	1	Reg_{line}	-	0,01	0,02	-	0,01	0,04	%/V
Stabilizarea în raport cu variația sarcinii (Nota 3) T_A = 25°C, 10 mA ≤ I_O ≤ I_{max}	2	Reg_{load}							
V_O ≤ 5,0 V			-	5,0	15	-	5,0	25	mV
V_O ≥ 5,0 V			-	0,1	0,3	-	0,1	0,5	%/V_O
Stabilizarea termică (T_A = +25°C) Impuls de 20 ms		-	-	0,02	0,07	-	0,03	0,07	%/W
Curentul în pinul de reglare	3	I_{Adj}	-	50	100	-	50	100	µA
Variația curentului în pinul de reglare 2,5 V ≤ V_I - V_O ≤ 40 V 10 mA ≤ I_S ≤ I_{max}, P_D ≤ P_{max}	1, 2	ΔI_{Adj}	-	0,2	5,0	-	0,2	5,0	µA
Tensiunea de referință (Nota 4) 3,0 V ≤ V_I - V_O ≤ 40 V 10 mA ≤ I_O ≤ I_{max}, P_D ≤ P_{max}	3	V_{ref}	1,2	1,25	1,3	1,2	1,25	1,3	V
Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare (Nota 3) 3,0 V ≤ V_I - V_O ≤ 40 V	1	Reg_{line}	-	0,02	0,05	-	0,02	0,07	%/V
Stabilizarea în raport cu variația sarcinii (Nota 3) 10 mA ≤ I_O ≤ I_{max}	2	Reg_{load}							
V_O ≤ 5,0 V			-	20	50	-	20	70	mV
V_O ≥ 5,0 V			-	0,3	1,0	-	0,3	1,5	%/V_O
Stabilitatea cu temperatura (T_{min} ≤ T_J ≤ T_{max})	3	T_S	-	0,7	-	-	0,7	-	%/V_O
Curentul minim de sarcină pentru menținerea stabilizării (V_I - V_O = 40 V)	3	I_{Lmin}	-	3,5	5,0	-	3,5	10	mA
Curentul maxim de ieșire	3	I_{max}							A
V_I - V_O ≤ 15 V, P_D ≤ P_{max}									
Capsule K și T			1,5	2,2	-	1,5	2,2	-	
Capsulă H			0,5	0,8	-	0,5	0,8	-	
V_I - V_O = 40 V, P_D ≤ P_{max}, T_A = 25°C									
Capsule K și T			0,25	0,4	-	0,15	0,4	-	
Capsulă H			-	0,07	-	-	0,07	-	
Valoarea eficace a tensiunii de zgomot, % din V_O T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz	-	N	-	0,003	-	-	0,003	-	%V_O
Suprimarea pulsațiilor, V_O = 10 V, f = 120 Hz (Nota 5)	4	RR							dB
Fără C_{Adj}			-	65	-	-	65	-	
C_{Adj} = 10 µF			66	80	-	66	80	-	
Stabilitatea pe termen lung, T_J = T_{max} (Nota 6) T_A = 25°C pentru măsurări de lot	3	S	-	0,3	1,0	-	0,3	1,0	%/10^3o re
Rezistența termică joncțiune-capsulă	-	$R_{\theta JC}$							°C/W
Capsulă H			-	12	15	-	12	15	
Capsulă K			-	2,3	3,0	-	2,3	3,0	
Capsulă T			-	-	-	-	5,0	-	

NOTE: (1) T_{min} = -55°C pentru LM117
= -25°C pentru LM217
= 0°C pentru LM317
T_{max} = +150°C pentru LM117
= +150°C pentru LM217
= +125°C pentru LM317
(2) I_{max} = 1,5 A pentru capsule K și T
= 0,5 A pentru capsulă H
P_{max} = 20 W pentru capsulă K
= 20 W pentru capsulă T
= 2,0 W pentru capsulă H

(3) Stabilizările în raport cu variația tensiunii de intrare, respectiv a sarcinii sunt specificate pentru o temperatură constantă a joncțiunii. Variațiile V_O datorate încălzirii trebuie analizate separat. Se utilizează testarea cu semnal în impulsuri cu factor de umplere scăzut.
(4) Există dispozitive selecționate cu tensiunea de referință în limite de toleranță strânse.
(5) În cazul în care se folosește C_{ADJ}, acesta se conectează între pinul de reglare și masă.
(6) Deoarece stabilitatea pe termen lung nu poate fi testată la toate dispozitivele înainte de livrare, acest parametru reprezintă o estimare inginerească a stabilității medii a fiecărui lot de fabricație.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC1741

MC1741C

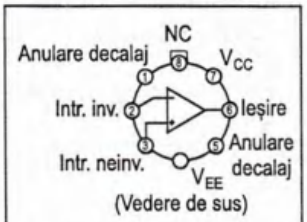
AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

Circuit integrat monolitic cu siliciu

AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE DE ÎNALTĂ PERFORMANȚĂ, CU COMPENSARE INTERNĂ

... concepute pentru a putea fi utilizate ca amplificatoare sumatoare, circuite de integrare sau amplificatoare cu caracteristică de funcționare impusă de componentele exterioare din circuitul de reacție.

- Nu necesită compensare în frecvență
- Prevăzute cu protecție la scurtcircuit
- Posibilitatea de anulare a tensiunilor de decalaj
- Acceptă o plajă largă de valori ale semnalelor de intrare, atât în modul comun, cât și în cel diferențial
- Consum mic de putere
- Nu manifestă fenomenul de „agățare" (latch up)



(Vedere de sus)

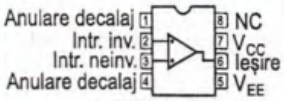
VARIANTA G
CAPSULĂ DIN METAL
TIP 601

VARIANTA P1
CAPSULĂ DIN PLASTIC
TIP 626

VARIANTA U
CAPSULĂ DIN CERAMICĂ
TIP 693

VARIANTA D
CAPSULĂ DIN PLASTIC
TIP 751
(SO-8)

CONECTAREA PINILOR



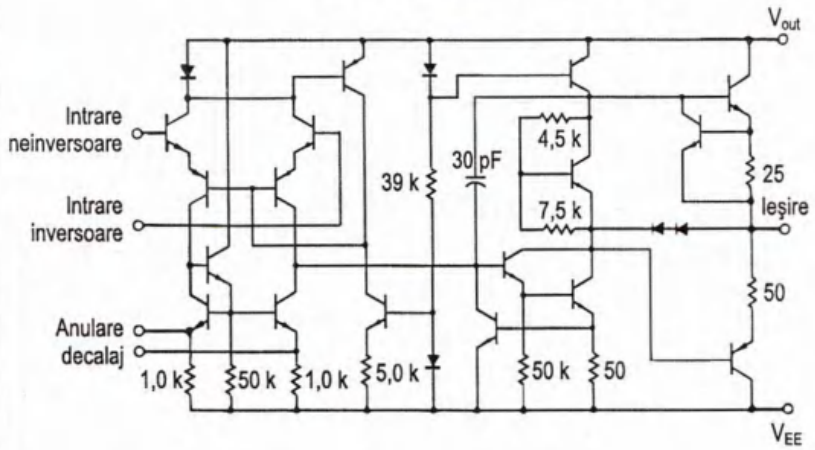
(Vedere de sus)

VALORI MAXIME (T_A = +25°C în lipsa altei mențiuni)

Mărimea	Simbol	MC1741C	MC1741	Unit.
Tensiunea de alimentare	V_{CC} V_{EE}	+18 –18	+22 –22	V c.c. V c.c.
Tensiunea diferențială de intrare	V_{ID}	±30		V
Tensiunea de intrare în modul comun (Nota 1)	V_{ICM}	±15		V
Durata de scurtcircuit la ieșire (Nota 2)	t_S	Continuu		
Domeniul de temperatură a mediului ambiant la funcționare	T_A	0...+70	–55...+125	°C
Domeniul de temperaturi de stocare Capsule metalice și ceramice Capsule de plastic	T_{stg}	 –65 ... +150 –55 ... +125		°C

NOTE:
1. Pentru tensiuni de alimentare de până la +15 V, tensiunea de intrare maximă absolută este egală cu tensiunea de alimentare.
2. La tensiune de alimentare de cel mult 15 V.

Schema circuitului echivalent



INFORMAȚII PENTRU COMANDĂ

Dispozitivul	Dispozitiv echivalent	Domeniul de temperaturi	Capsulă
MC1741CD	-	0°C ... +70°C	SO-8
MC1741CG	LM741CH, µA741HC		Metalică
MC1741CP1	LM741CN, µA741TC		DIP de plastic
MC1741CU	-		DIP ceramică
MC1741G	-	-55°C ... +125°C	Metalică
MC1741U	-		DIP ceramică

MC1741, MC1741C

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = –15 V, T_A = 25°C, în lipsa altor mentiuni)

Mărimea	Simbol	MC1741			MC1741C			Unit.
		Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	
Tensiunea de decalaj de la intrare ($R_S \leq 10$ k)	V_{IO}	–	1,0	5,0	–	2,0	6,0	mV
Curentul de decalaj de la intrare	I_{IO}	–	20	200	–	20	200	nA
Curentul de intrare de polarizare	I_{IB}	–	80	500	–	80	500	nA
Rezistența de intrare	r_i	0,3	2,0	–	0,3	2,0	–	MΩ
Capacitatea de intrare	C_i	–	1,4	–	–	1,4	–	pF
Domeniul de reglare a tensiunii de decalaj	V_{IOR}	–	±15	–	–	±15	–	mV
Domeniul tensiunilor de intrare în modul comun	V_{ICR}	±12	±13	–	±12	±13	–	V
Câștigul în tensiune la nivel mare (V_O = ±10 V, $R_L \geq 2{,}0$ k)	A_v	50	200	–	20	200	–	V/mV
Rezistența de ieșire	r_o	–	75	–	–	75	–	Ω
Factorul de rejecție pe modul comun ($R_S \leq 10$ k)	CMRR	70	90	–	70	90	–	dB
Factorul de rejecție a tensiunilor de alimentare ($R_S \leq 10$ k)	PSRR	–	30	150	–	30	150	μV/V
Excursia de tensiune de la ieșire	V_O							V
($R_L \geq 10$ k)		±12	±14	–	±12	±14	–	
($R_L \geq 2$ k)		±10	±13	–	±10	±13	–	
Curentul de ieșire în scurtcircuit	I_{OS}	–	20	–	–	20	–	mA
Curentul absorbit de la sursele de alimentare	I_D	–	1,7	2,8	–	1,7	2,8	mA
Puterea consumată	P_C	–	50	85	–	50	85	mW
Răspunsul tranzitoriu (Câștig unitar - configurație neinversoare)								
(V_I = 20 mV, $R_L \geq 2$ k, $C_L \leq 100$ pF) Timpul de creștere	t_{TLH}	–	0,3	–	–	0,3	–	μs
(V_I = 20 mV, $R_L \geq 2$ k, $C_L \leq 100$ pF) Supracreșterea	os	–	15	–	–	15	–	%
(V_I = 10 V, $R_L \geq 2$ k, $C_L \leq 100$ pF) Viteza de variație a tensiunii de ieșire	SR	–	0,5	–	–	0,5	–	V/μs

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = –15 V, T_A ia valori între T_{min} și T_{max}, în lipsa altor mentiuni)

Mărimea	Simbol	MC1741			MC1741C			Unit.
		Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	
Tensiunea de decalaj de la intrare ($R_S \leq 10$ kΩ)	V_{IO}	–	1,0	6,0	–	–	7,5	mV
Curentul de decalaj de la intrare	I_{IO}							nA
(T_A = 125°C)		–	7,0	200	–	–	–	
(T_A = –55°C)		–	85	500	–	–	–	
(T_A = 0°C ... +70°C)		–	–	–	–	–	300	
Curentul de intrare de polarizare	I_{IB}							nA
(T_A = 125°C)		–	30	500	–	–	–	
(T_A = –55°C)		–	300	1500	–	–	–	
(T_A = 0°C ... +70°C)		–	–	–	–	–	800	
Domeniul tensiunilor de intrare în modul comun	V_{ICR}	±12	±13	–	–	–	–	V
Factorul de rejecție pe modul comun ($R_S \leq 10$ k)	CMRR	70	90	–	–	–	–	dB
Factorul de rejecție a tensiunilor de alimentare ($R_S \leq 10$ k)	PSRR	–	30	150	–	–	–	μV/V
Excursia de tensiune de la ieșire	V_O							V
($R_L \geq 10$ k)		±12	±14	–	–	–	–	
($R_L \geq 2$ k)		±10	±13	–	±10	±13	–	
Câștigul în tensiune la nivel mare ($R_L \geq 2$ k, V_{out} = ±10 V)	A_v	25	–	–	15	–	–	V/mV
Curenții absorbiți de la sursele de alimentare (T_A = 125°C)	I_D	–	1,5	2,5	–	–	–	mA
(T_A = –55°C)		–	2,0	3,3	–	–	–	
Puterea consumată (T_A = 125°C)	P_C	–	45	75	–	–	–	mW
(T_A = –55°C)		–	60	100	–	–	–	

* T_{max} = 125°C pentru MC1741 și 70°C pentru MC1741C
T_{min} = –55°C pentru MC1741 și 0°C pentru MC1741C

MC1741, MC1741C

FIGURA 1 – Tensiunea de zgomot în salve în funcție de rezistența sursei

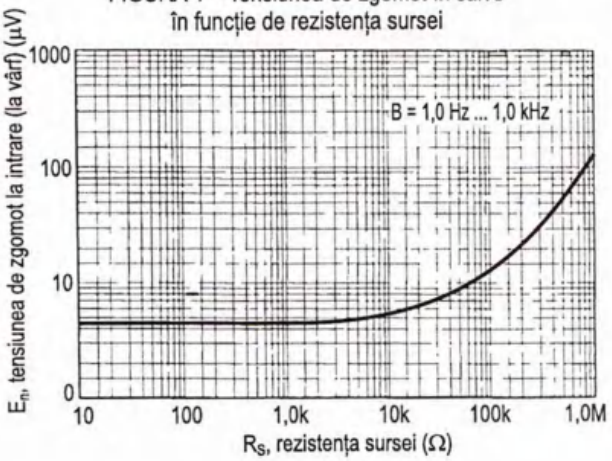


FIGURA 2 – Tensiunea eficace de zgomot în funcție de rezistența sursei

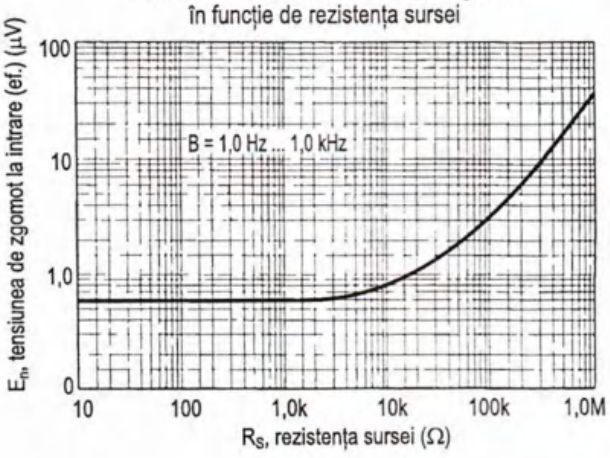


FIGURA 3 – Tensiunea de zgomot la ieşire în funcție de rezistența sursei

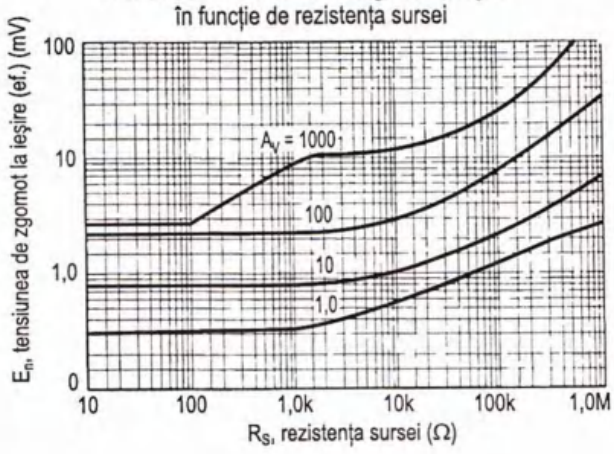


FIGURA 4 – Densitatea spectrală de zgomot

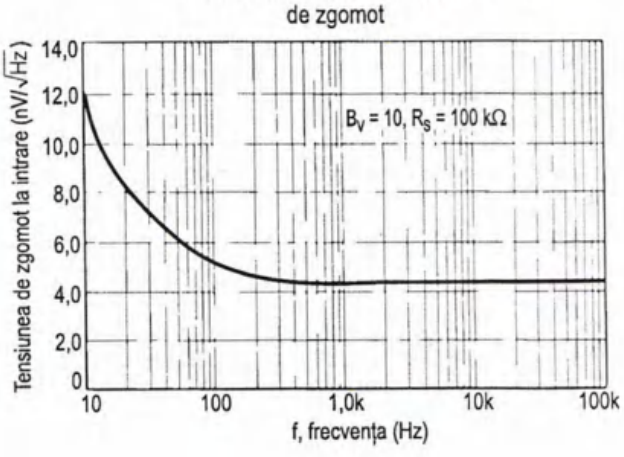
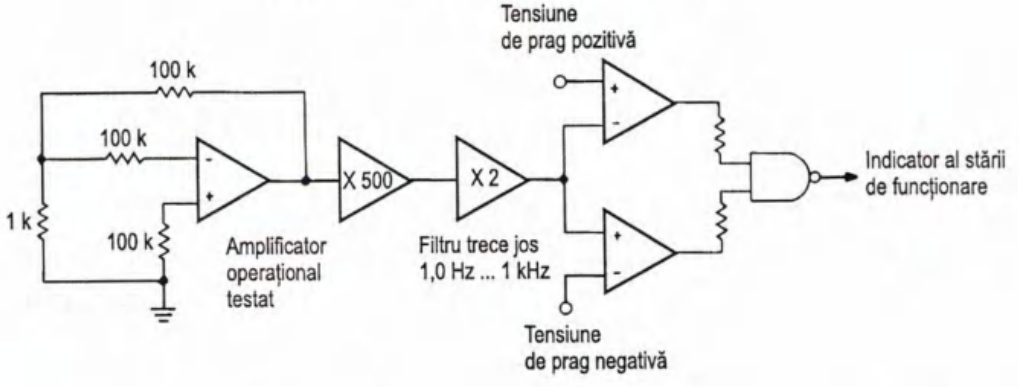


FIGURA 5 – Circuitul de testare la zgomot în salve



Spre deosebire de măsurarea convențională a tensiunilor de vârf sau eficace, acest circuit a fost conceput special cu un timp de răspuns scurt, necesar pentru testarea la zgomot în salve.

Timpul de testare este de 10 secunde, iar limitarea vârfului de tensiune la 20 μV la intrarea amplificatorului operațional are ca scop eliminarea erorilor ce pot apărea în determinarea factorului de câștig în buclă închisă al amplificatorului operațional explorat.

MC1741, MC1741C

CARACTERISTICI TIPICE

(V_{CC} = +15 Vc.c., V_{EE} = 15 Vc.c., T_A = +25C, în lipsa altor mențiuni)

FIGURA 6 – Lățimea de bandă la putere mare
(Excursia de tensiune de nivel mare în funcție de frecvență)

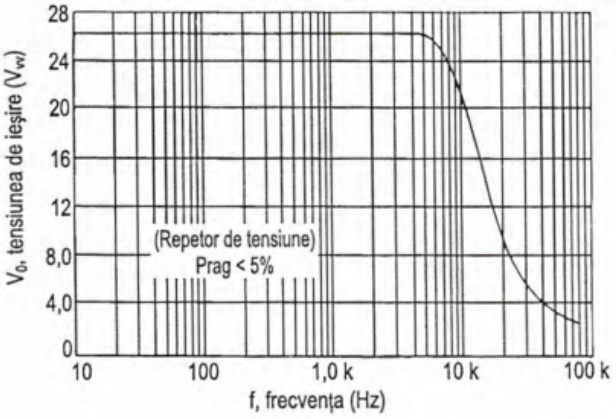


FIGURA 7 – Răspunsul în frecvență
în buclă deschisă

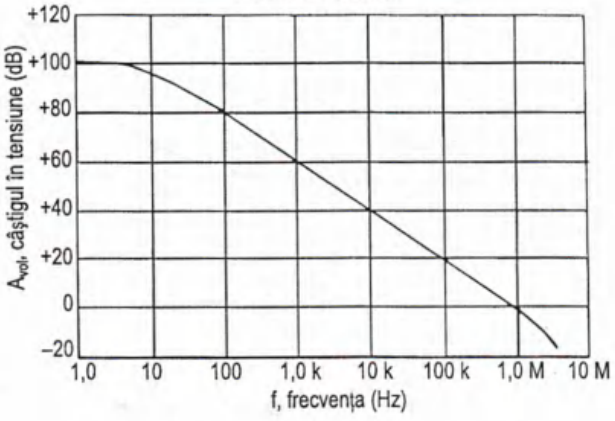


FIGURA 8 – Excursia de tensiune pozitivă la ieşire
în funcție de rezistența de sarcină

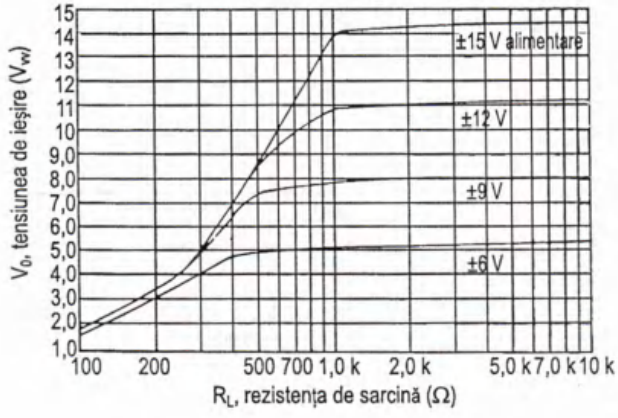


FIGURA 9 – Excursia de tensiune negativă la ieşire
în funcție de rezistența de sarcină

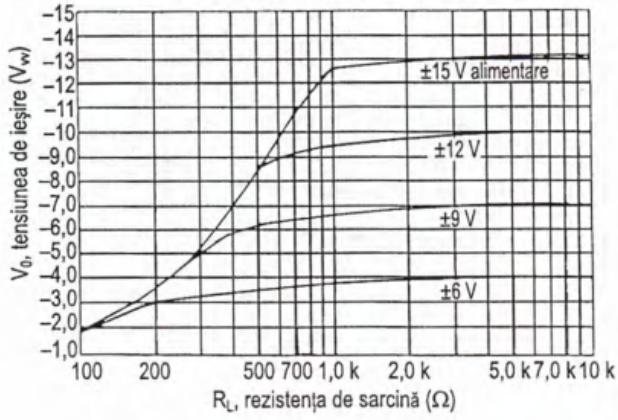


FIGURA 10 – Excursia de tensiune de ieşire în funcție de
rezistența de sarcină (cu alimentare de la o singură sursă)

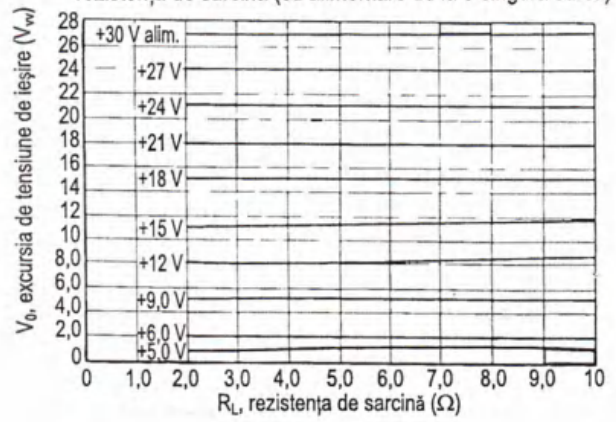
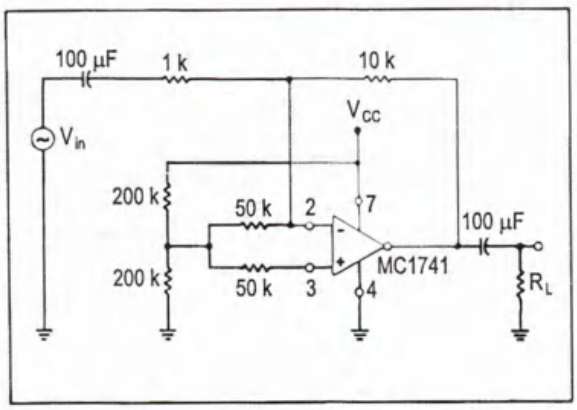


FIGURA 11 – Amplificator inversor cu o singură sursă
de alimentare



MOTOROLA

SEMICONDUCTOR

TECHNICAL DATA

SERIA

MC7800

STABILIZATOARE DE TENSIUNE POZITIVĂ FIXĂ CU TREI TERMINALE

Circuit integrat monolitic cu siliciu

STABILIZATOARE DE TENSIUNE POZITIVĂ, CU TREI TERMINALE

Aceste stabilizatoare de tensiune sunt circuite integrate monolitice, concepute pentru a furniza o tensiune stabilizată fixă şi cu posibilitate de montare pe cartele cu circuite imprimate. Ele sunt prevăzute cu limitarea internă a curentului, deconectare la supraîncălzire şi condiţii de răcire. Montate pe radiatoare adecvate, sunt capabile să furnizeze curenţi de ieşire de minimum 1,0 A. Deşi iniţial au fost proiectate ca stabilizatoare de tensiune fixă, aceste dispozitive pot fi folosite, prin conectarea unor componente exterioare, şi pentru obţinerea unor tensiuni şi curenţi reglabili.

- Curent de ieşire de min. 1,0 A
- Nu necesită componente exterioare
- Protecţie internă la supraîncălzire
- Limitare internă a curentului la scurtcircuit
- Asigurarea răcirii tranzistorului de ieşire
- Variante constructive cu toleranţă a tensiunii de ieşire de 2% şi 4%

VARIANTA K
CAPSULĂ METALICĂ 1

(vedere de jos)

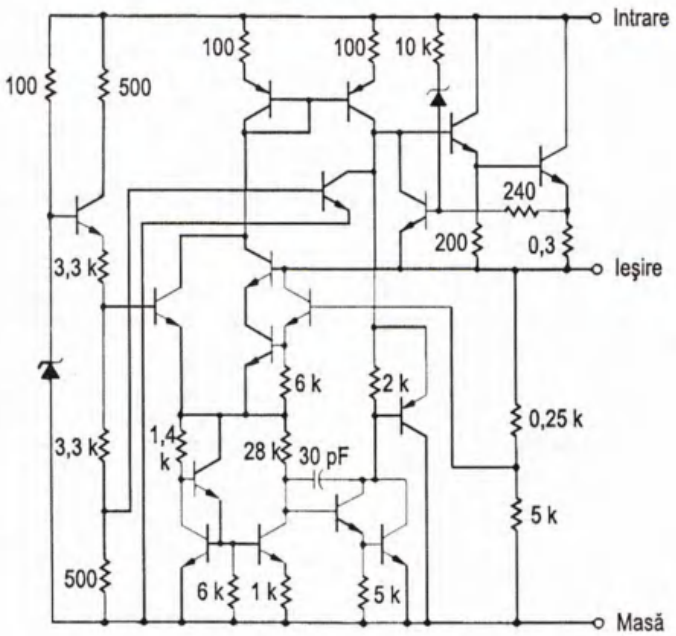
Pinii 1 şi 2 sunt izolaţi galvanic de capsulă. Capsula constituie cel de-al treilea terminal.

VARIANTA T
CAPSULĂ DE PLASTIC 221A

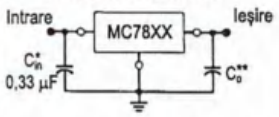
(Plăcuţa metalică a radiatorului este conectată la pinul 2.)

Pinul 1 Intrare
2 Masă
3 Ieşire

Schema electrică de bază



MONTAJ STANDARD



Tensiunile de intrare şi de ieşire trebuie să aibă un punct de masă comun. Tipic, tensiunea de intrare trebuie să fie întotdeauna cu 2,0 V mai mare decât cea de ieşire, chiar şi la valoarea minimă a pulsaţiilor de la intrare.

XX = aceste două cifre din codul dispozitivului indică tensiunea

* = C_{in} este necesar dacă stabilizatorul este amplasat la o distanţă apreciabilă faţă de filtrul sursei de alimentare.

** = C_o nu este necesar pentru stabilitate, însă ameliorează răspunsul tranzitoriu.

XX indică tensiunea nominală

INFORMAŢII PENTRU COMANDĂ

Dispozitivul	Toleranţa tensiunii de ieşire	Domeniul de temperaturi de funcţionare a joncţiunilor la testare	Capsulă
MC78XXK MC78XXAK*	4% 2%	–55 ... +150°C	Metalică de putere
MC78XXCK MC78XXACK*	4% 2%	0 ... +125°C	
MC78XXCT MC78XXACT	4% 2%		
MC78XXBT	4%	–40 ... +125°C	De plastic de putere

*Stabilizatoarele cu toleranţa 2% şi capsule metalice de putere sunt disponibile în variante de 5, 12 şi 15 V.

TIPUL / TENSIUNEA			
MC7805	5,0 V	MC7812	12,0 V
MC7806	6,0 V	MC7815	15,0 V
MC7808	8,0 V	MC7818	18,0 V
MC7809	9,0 V	MC7824	24,0 V

Seria MC7800

VALORI MAXIME (T_A = +25°C, în lipsa altei menţiuni)

Mărimea	Simbol	Valoare	Unit.
Tensiunea de intrare (5,0 V – 18 V) (24 V)	V_{in}	35 40	Vc.c.
Puterea disipată şi caracteristicile termice			
Capsulă de plastic			
T_A = +25°C	P_D	Limitată intern	W
Corecţie peste T_A = +25°C	$1/\theta_{JA}$	15,4	mW/°C
Rezistenţa termică joncţiune-aer	θ_{JA}	65	°C/W
T_C = +25°C	P_D	Limitată intern	W
Corecţie peste T_C = +75°C (V. fig. 1)	$1/\theta_{JC}$	200	mW/°C
Rezistenţa termică joncţiune-capsulă	θ_{JC}	5,0	°C/W
Capsulă de metal			
T_A = +25°C	P_D	Limitată intern	W
Corecţie peste T_A = +25°C	$1/\theta_{JA}$	22,5	mW/°C
Rezistenţa termică joncţiune-aer	θ_{JA}	45	°C/W
T_C = +25°C	P_D	Limitată intern	W
Corecţie peste T_C = +65°C	$1/\theta_{JC}$	182	mW/°C
Rezistenţa termică joncţiune-capsulă	θ_{JC}	5,5	°C/W
Domeniul de temperaturi de stocare pentru joncţiuni	T_{stg}	–65 ... +150	°C
Domeniul de temperaturi de funcţionare pentru joncţiuni	T_J		°C
MC7800,A		–55 ... +150	
MC7800C,AC		0 ... +150	
MC7800B		–40 ... +150	

DEFINIŢII

Stabilizare în raport cu variaţia tensiunii de intrare – Variaţia tensiunii de ieşire pentru o anumită variaţie a tensiunii de intrare. Măsurarea se efectuează cu disipare redusă de putere sau cu semnale în impulsuri pentru ca temperatura medie a cipului să nu se modifice semnificativ.

Stabilizare în raport cu variaţia sarcinii – Variaţia tensiunii de ieşire pentru o anumită variaţie a curentului de sarcină, la o temperatură constantă a cipului.

Puterea disipată maximă – Disiparea totală maximă pe dispozitiv când stabilizatorul funcţionează în domeniile specificate pentru parametri.

Curent static – Acea parte din curentul de intrare care nu se regăseşte în sarcină.

Tensiune de zgomot la ieşire – Valoarea eficace a componentei alternative a tensiunii de ieşire, măsurată la sarcină constantă, în absenţa tensiunii pulsatorii de intrare şi într-o anumită gamă de frecvenţe.

Stabilitate pe termen lung – Stabilitatea tensiunii de ieşire în condiţii de îmbătrânire accelerată, la tensiunea maximă specificată în caracteristicile electrice ale dispozitivului şi la putere disipată maximă.

Seria MC7800

MC7805, B, C

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_{in} = 10 V, I_O = 500 mA, T_J ia valori între T_{min} și T_{max} [Nota 1], în lipsa altor mențiuni).

Mărimea	Simbol	MC7805			MC7805B			MC7805C			Unit.
		Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	
Tensiunea de ieșire (T_J = +25°C)	V_O	4,8	5,0	5,2	4,8	5,0	5,2	4,8	5,0	5,2	V c.c.
Tensiunea de ieșire	V_O										V c.c.
(5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A, P_O ≤ 15 W)											
7,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 20 V c.c.		–	–	–	–	–	–	4,75	5,0	5,25	
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 20 V c.c.		4,65	5,0	5,35	4,75	5,0	5,25	–	–	–	
Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare	Reg_{line}										mV
(T_J = +25°C, Nota 2)											
7,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 25 V c.c.		–	2,0	50	–	7,0	100	–	7,0	100	
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 12 V c.c.		–	1,0	25	–	2,0	50	–	2,0	50	
Stabilizarea în raport cu variația sarcinii (T_J = +25°C, Nota 2)	Reg_{load}										mV
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A		–	25	100	–	40	100	–	40	100	
250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA		–	8,0	25	–	15	50	–	15	50	
Curentul static (T_J = +25°C)	I_B	–	3,2	6,0	–	4,3	8,0	–	4,3	8,0	mA
Variația curentului static	ΔI_B										mA
7,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 25 V c.c.		–	–	–	–	–	–	–	–	1,3	
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 25 V c.c.		–	0,3	0,8	–	–	1,3	–	–	–	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A		–	0,04	0,5	–	–	0,5	–	–	0,5	
Suprimarea pulsațiilor	RR	68	75	–	–	68	–	–	68	–	dB
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 18 V c.c., f = 120 Hz											
Pierderea de tensiune (I_O = 1,0 A, T_J = +25°C)	$V_{in} - V_O$	–	2,0	2,5	–	2,0	–	–	2,0	–	V c.c.
Tensiunea de zgomot la ieșire	V_n	–	10	40	–	10	–	–	10	–	μV/V_O
(T_A = +25°C) 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz											
Rezistența de ieșire f = 1,0 kHz	r_O	–	17	–	–	17	–	–	17	–	mΩ
Limita de curent la scurtcircuit	I_{SC}	–	0,2	1,2	–	0,2	–	–	0,2	–	A
(T_A = +25°C) V_{in} = 35 V c.c.											
Curentul de ieșire de vârf (T_J = +25°C)	I_{max}	1,3	2,5	3,3	–	2,2	–	–	2,2	–	A
Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de ieșire	TCV_O	–	±0,6	–	–	–1,1	–	–	–1,1	–	mV/°C

MC7805A, AC

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_{in} = 10 V, I_O = 1,0 A, T_J ia valori între T_{min} și T_{max} [Nota 1], în lipsa altor mențiuni).

Mărimea	Simbol	MC7805A			MC7805AC			Unit.
		Min.	Tip	Max.	Min.	Tip	Max.	
Tensiunea de ieșire (T_J = +25°C)	V_O	4,9	5,0	5,1	4,9	5,0	5,1	V c.c.
Tensiunea de ieșire	V_O	4,8	5,0	5,2	4,8	5,0	5,2	V c.c.
(5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A, P_O ≤ 15 W)								
7,5 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 20 V c.c.								
Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare (Nota 2)	Reg_{line}							mV
7,5 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 25 V c.c., I_O = 500 mA		–	2,0	10	–	7,0	50	
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 12 V c.c.		–	3,0	10	–	10	50	
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 12 V c.c., T_J = +25°C		–	1,0	4,0	–	2,0	25	
7,3 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 20 V c.c., T_J = +25°C		–	2,0	10	–	7,0	50	
Stabilizarea în raport cu variația sarcinii (Nota 2)	Reg_{load}							mV
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A, T_J = +25°C		–	2,0	25	–	25	100	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A		–	2,0	25	–	25	100	
250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA, T_J = +25°C		–	1,0	15	–	–	–	
250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA		–	1,0	25	–	8,0	50	
Curentul static	I_B	–	–	5,0	–	–	6,0	mA
T_J = +25°C		–	3,2	4,0	–	4,3	6,0	
Variația curentului static	ΔI_B							mA
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 25 V c.c., I_O = 500 mA		–	0,3	0,5	–	–	0,8	
7,5 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 20 V c.c., T_J = +25°C		–	0,2	0,5	–	–	0,8	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A		–	0,04	0,2	–	–	0,5	
Suprimarea pulsațiilor	RR							dB
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 18 V c.c., f = 120 Hz, T_J = +25°C		68	75	–	–	–	–	
8,0 V c.c. ≤ V_{in} ≤ 18 V c.c., f = 120 Hz, I_O = 500 mA		68	75	–	–	68	–	
Pierderea de tensiune (I_O = 1,0 A, T_J = +25°C)	$V_{in} - V_O$	–	2,0	2,5	–	2,0	–	V c.c.
Tensiunea de zgomot la ieșire (T_A = +25°C)	V_n	–	10	40	–	10	–	μV/V_O
10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz								
Rezistența de ieșire (f = 1,0 kHz)	r_O	–	2,0	–	–	17	–	mΩ
Limita de curent la scurtcircuit (T_A = +25°C)	I_{SC}	–	0,2	1,2	–	0,2	–	A
V_{in} = 35 V c.c.								
Curentul de ieșire de vârf (T_J = +25°C)	I_{max}	1,3	2,5	3,3	–	2,2	–	A
Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de ieșire	TCV_O	–	±0,6	–	–	–1,1	–	mV/°C

NOTE: (1) T_{min} = –55°C pentru MC78XX, A
= 0°C pentru MC78XXC, AC
= –40°C pentru MC78XXB
T_{max} = +150°C pentru MC78XX, A
= +125°C pentru MC78XXC, AC, B

(2) Stabilizările în raport cu variația tensiunii de intrare, respectiv a sarcinii sunt specificate pentru o temperatură constantă a joncțiunii. Variațiile V_O datorate încălzirii trebuie analizate separat. Se utilizează testarea cu semnal în impulsuri cu factor de umplere scăzut.

MOTOROLA

SEMICONDUCTOR

TECHNICAL DATA

SERIA

MC7900

STABILIZATOARE DE TENSIUNE NEGATIVĂ FIXĂ CU TREI TERMINALE

STABILIZATOARE DE TE NSIUNE NEGATIVĂ, CU TREI TERMINALE

Stabilizatoarele de tensiune negativă fixă din seria MC7900 sunt complementare celor din seria MC7800. Ele sunt produse în aceleași șapte variante ale valorilor tensiunii stabilizate ca și MC7800. În plus, seria MC7900, cu ieșire negativă, mai prezintă o variantă utilizată de obicei în sistemele MECL.

Cu variante ale tensiunii fixe de ieșire de la –5,0 V la –24 V, aceste stabilizatoare sunt prevăzute cu limitarea internă a curentului, deconectare la supraîncălzire și posib ilitate de răcire, fiind capabile să funcționeze în cele mai diverse condiții de mediu. Montate pe radiatoare adecvate, pot furniza curenți de ieșire de peste 1,0 A.

- Nu necesită componente exterioare
- Protecție internă la supraîncălzire
- Limitare internă a curentului la scurtcircuit
- Asigurarea răcirii tranzistorului de ieșire
- Variante constructive cu toleranță a tensiunii de ieșire de 2% (V. „Informații pentru comandă")

VARIANTA K
CAPSULĂ METALICĂ 1

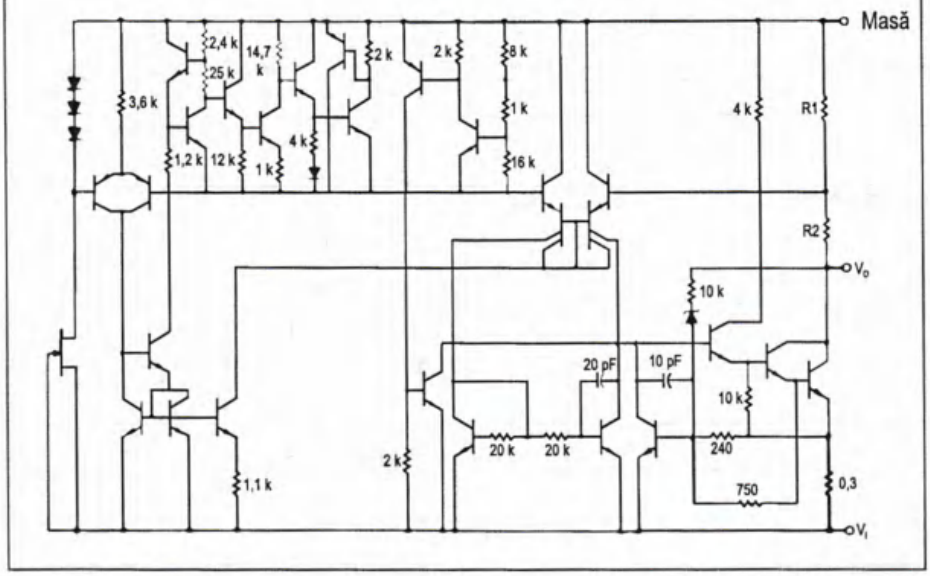
Intrare la capsulă
(vedere de jos)

VARIANTA T
CAPSULĂ DE PLASTIC 221A

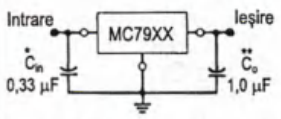
(Plăcuța metalică a radiatorului este conectată la pinul 2.)

Pinul 1 Masă
2 Intrare
3 Ieșire

Schema electrică de bază



MONTAJ STANDARD



Tensiunile de intrare și de ieșire trebuie să aibă un punct de masă comun. Tipic, tensiunea de intrare trebuie să fie întotdeauna cu 2,0 V mai negativă decât cea de ieșire, chiar și la valoarea maximă a pulsațiilor de la intrare.

XX = aceste două cifre din codul dispozitivului indică tensiunea

* = C_{in} este necesar dacă stabilizatorul este amplasat la o distanță apreciabilă față de filtrul sursei de alimentare.

** = C_O ameliorează stabilitatea și răspunsul tranzitoriu.

INFORMAȚII PENTRU COMANDĂ

Dispozitivul	Toleranța tensiunii de ieșire	Domeniul de temperaturi de funcționare a joncțiunilor la testare	Capsulă
MC79XXCK	4%	T_J = 0°C ... +125°C	Metalică**
MC79XXACK*	2%		
MC79XXCT	4%		Plastic
MC79XXACT*	2%		
MC79XXBT#	4%	T_J = –40°C ... +125°C	

XX indică tensiunea nominală

*Stabilizatoarele cu toleranța 2% sunt disponibile în variante de 5, 12 și 15 V.

**Stabilizatoarele cu capsule metalice de putere sunt disponibile în variante de 5, 12 și 15 V.

Dispozitivele destinate vehiculelor, pentru o anumită gamă de temperaturi, se selectează prin testări suplimentare, efectuate în condiții speciale, fiind disponibile în variante de 5, 12 și 15 V. Pentru informații suplimentare contactați reprezentanța locală Motorola.

TIPUL / TENSIUNEA			
MC7905	5,0 V	MC7912	12,0 V
MC7905.2	5,2 V	MC7915	15,0 V
MC7906	6,0 V	MC7918	18,0 V
MC7908	8,0 V	MC7924	24,0 V

Seria MC7900

VALORI MAXIME (T_A = +25°C, în lipsa altei menţiuni)

Mărimea	Simbol	Valoare	Unit.
Tensiunea de intrare (–5,0 V ≥ V_O ≥ –18 V) (24 V)	V_I		V c.c.
Puterea disipată şi caracteristicile termice Capsulă de plastic T_A = +25°C Corecţie peste T_A = +25°C	 P_D $1/R_{\theta JA}$	 Limitată intern 15,4	 W mW/°C
T_C = +25°C Corecţie peste T_C = +95°C (V. fig. 1)	P_D $1/R_{\theta JC}$	Limitată intern 200	W mW/°C
Capsulă de metal T_A = +25°C Corecţie peste T_A = +25°C	 P_D $1/R_{\theta JA}$	 Limitată intern 22,2	 W mW/°C
T_C = +25°C Corecţie peste T_C = +65°C	P_D $1/R_{\theta JC}$	Limitată intern 182	W mW/°C
Domeniul de temperaturi de stocare pentru joncţiuni	T_{stg}	–65 ... +150	°C
Domeniul de temperaturi pentru joncţiuni	T_J	0 ... +150	°C

CARACTERISTICI TERMICE

Mărimea			Simbol	Max.	Unit.
Rezistenţa termică joncţiune-mediu ambiant	–	capsulă de plastic	$R_{\theta JA}$	65	°C/W
	–	capsulă metalică		45	
Rezistenţa termică joncţiune-capsulă	–	capsulă de plastic	$R_{\theta JC}$	5,0	°C/W
	–	capsulă metalică		5,5	

MC7905C

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_I = –10 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C, în lipsa altor menţiuni.)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip.	Max.	Unit.
Tensiunea de ieşire (T_J = +25°C)	V_O	–4,8	–5,0	–5,2	V c.c.
Stabilizarea în raport cu variaţia tensiunii de intrare (Nota 1) (T_J = +25°C, I_O = 100 mA) –7,0 V c.c. ≥ V_I ≥ –25 V c.c. –8,0 V c.c. ≥ V_I ≥ –12 V c.c. (T_J = +25°C, I_O = 500 mA) –7,0 V c.c. ≥ V_I ≥ –25 V c.c. –8,0 V c.c. ≥ V_I ≥ –12 V c.c.	Reg_{line}	 – – – –	 7,0 2,0 35 8,0	 50 25 100 50	mV
Stabilizarea în raport cu variaţia sarcinii (T_J = +25°C)(Nota 1) 5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A 250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA	Reg_{load}	 – –	 11 4,0	 100 50	mV
Tensiunea de ieşire –7,0 V c.c. ≥ V_I ≥ –20 V c.c., 5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A, P ≤ 15 W	V_O	–4,75	–	–5,25	V c.c.
Curentul de intrare de polarizare (T_J = +25°C)	I_{IB}	–	4,3	8,0	mA
Variaţia curentului de intrare de polarizare –7,0 Vc.c. ≥ V_I ≥ –25 Vc.c. 5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A	ΔI_{IB}	 – –	 – –	 1,3 0,5	mA
Tensiunea de zgomot la ieşire (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	e_{on}	–	40	–	µV
Suprimarea pulsaţiilor (I_O = 1,0 A, f = 120 Hz)	RR	–	70	–	dB
Pierderea de tensiune I_O = 1,0 A, T_J = +25°C	$V_I - V_O$	–	2,0	–	V c.c.
Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de ieşire I_O = 5,0 mA, 0°C < T_J < +125°C	$\Delta V_O/\Delta T$	–	–1,0	–	mV/°C

Notă:

1. Stabilizările în raport cu variaţia tensiunii de intrare, respectiv a sarcinii sunt specificate pentru o temperatură constantă a joncţiunii. Variaţiile V_O datorate încălzirii trebuie analizate separat. Se utilizează testarea cu semnal în impulsuri cu factor de umplere scăzut.

Seria MC7900

MC7912C

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_I = -19 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C, în lipsa altor mențiuni.)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Tensiunea de ieșire (T_J = +25°C)	V_O	-11,5	-12	-12,5	V c.c.
Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare (Nota 1)	Reg_{line}				mV
(T_J = +25°C, I_O = 100 mA)					
-14,5 V c.c. ≥ V_I ≥ -30 V c.c.		-	13	120	
-16 V c.c. ≥ V_I ≥ -22 V c.c.		-	6,0	60	
(T_J = +25°C, I_O = 500 mA)					
-14,5 V c.c. ≥ V_I ≥ -30 V c.c.		-	55	240	
-16 V c.c. ≥ V_I ≥ -22 V c.c.		-	24	120	
Stabilizarea în raport cu variația sarcinii (T_J = +25°C)(Nota 1)	Reg_{load}				mV
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A		-	46	240	
250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA		-	17	120	
Tensiunea de ieșire	V_O	-11,4	-	-12,6	V c.c.
-14,5 V c.c. ≥ V_I ≥ -27 V c.c., 5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A, P ≤ 15 W					
Curentul de intrare de polarizare (T_J = +25°C)	I_{IB}	-	4,4	8,0	mA
Variația curentului de intrare de polarizare	ΔI_{IB}				mA
-14,5 V c.c. ≥ V_I ≥ -30 V c.c.		-	-	1,0	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A		-	-	0,5	
Tensiunea de zgomot la ieșire (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	e_{on}	-	75	-	µV
Suprimarea pulsațiilor (I_O = 20 mA, f = 120 Hz)	RR	-	61	-	dB
Pierderea de tensiune	$V_I - V_O$	-	2,0	-	V c.c.
I_O = 1,0 A, T_J = +25°C					
Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de ieșire	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1,0	-	mV/°C
I_O = 5,0 mA, 0°C < T_J < +125°C					

MC7912AC

CARACTERISTICI ELECTRICE (V_I = -19 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C, în lipsa altor mențiuni.)

Mărimea	Simbol	Min.	Tip	Max.	Unit.
Tensiunea de ieșire (T_J = +25°C)	V_O	-11,75	-12	-12,25	V c.c.
Stabilizarea în raport cu variația tensiunii de intrare (Nota 1)	Reg_{line}				mV
-16 V c.c. ≥ V_I ≥ -22 V c.c.; I_O = 1,0 A; T_J = 25°C		-	6,0	60	
-16 V c.c. ≥ V_I ≥ -22 V c.c.; I_O = 1,0 A		-	24	120	
-14,8 V c.c. ≥ V_I ≥ -30 V c.c.; I_O = 500 mA		-	24	120	
-14,5 V c.c. ≥ V_I ≥ -27 V c.c.; I_O = 1,0 A; T_J = 25°C		-	13	120	
Stabilizarea în raport cu variația sarcinii (Nota 1)	Reg_{load}				mV
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A, T_J = 25°C		-	46	150	
250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA		-	17	75	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A		-	35	150	
Tensiunea de ieșire	V_O	-11,5	-	-12,5	V c.c.
-14,8 V c.c. ≥ V_I ≥ -27 V c.c., 5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A, P ≤ 15 W					
Curentul de intrare de polarizare	I_{IB}	-	4,4	8,0	mA
Variația curentului de intrare de polarizare	ΔI_{IB}				mA
-15 V c.c. ≥ V_I ≥ -30 V c.c.		-	-	0,8	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,0 A		-	-	0,5	
5,0 mA ≤ I_O ≤ 1,5 A, T_J = 25°C		-	-	0,5	
Tensiunea de zgomot la ieșire (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	e_{on}	-	75	-	µV
Suprimarea pulsațiilor (I_O = 20 mA, f = 120 Hz)	RR	-	61	-	dB
Pierderea de tensiune	$V_I - V_O$	-	2,0	-	V c.c.
I_O = 1,0 A, T_J = +25°C					
Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de ieșire	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1,0	-	mV/°C
I_O = 5,0 mA, 0°C < T_J < +125°C					

Notă:

1. Stabilizările în raport cu variația tensiunii de intrare, respectiv a sarcinii sunt specificate pentru o temperatură constantă a joncțiunii. Variațiile V_O datorate încălzirii trebuie analizate separat. Se utilizează testarea cu semnal în impulsuri cu factor de umplere scăzut.

Răspunsuri la testele de autoevaluare

Capitolul 1

1. (c) 2. (d) 3. (a) 4. (d) 5. (d)
6. (d) 7. (b) 8. (a) 9. (d) 10. (c)
11. (b) 12. (a) 13. (d) 14. (c) 15. (d)
16. (e) 17. (d) 18. (a) 19. (b) 20. (c)
21. (c) 22. (a) 23. (c) 24. (d) 25. (d)
26. (c) 27. (d) 28. (d) 29. (b) 30. (b)
31. (b) 32. (c) 33. (d) 34. (c)

Capitolul 2

1. (a) 2. (c) 3. (d) 4. (a) 5. (b)
6. (a) 7. (d) 8. (b) 9. (c) 10. (a)
11. (b) 12. (c) 13. (a) 14. (d) 15. (b)
16. (c) 17. (b)

Capitolul 3

1. (a) 2. (b) 3. (c) 4. (b) 5. (d)
6. (b) 7. (d) 8. (a) 9. (c) 10. (d)
11. (b) 12. (b) 13. (b) 14. (d)

Capitolul 4

1. (d) 2. (c) 3. (a) 4. (d) 5. (a)
6. (c) 7. (b) 8. (b) 9. (a) 10. (c)
11. (b) 12. (f) 13. (c) 14. (b) 15. (b)
16. (a)

Capitolul 5

1. (b) 2. (c) 3. (d) 4. (d) 5. (c)
6. (d) 7. (a) 8. (d) 9. (c) 10. (a)
11. (b) 12. (c) 13. (a) 14. (c) 15. (f)

Capitolul 6

1. (a) 2. (b) 3. (c) 4. (b) 5. (d)
6. (d) 7. (a) 8. (b) 9. (d) 10. (c)
11. (a) 12. (b) 13. (d) 14. (c) 15. (a)

Capitolul 7

1. (b) 2. (d) 3. (a) 4. (c) 5. (b)
6. (c) 7. (a) 8. (d) 9. (b) 10. (c)
11. (a) 12. (d)

Capitolul 8

1. (e) 2. (b) 3. (a) 4. (c) 5. (d)
6. (c) 7. (a) 8. (c) 9. (b) 10. (d)
11. (a) 12. (c) 13. (d) 14. (c) 15. (c)
16. (b) 17. (a) 18. (c)

Capitolul 9

1. (f) 2. (b) 3. (c) 4. (d) 5. (a)
6. (c) 7. (a) 8. (c) 9. (b) 10. (a)
11. (d) 12. (a) 13. (c) 14. (a) 15. (b)

Capitolul 10

1. (d) 2. (c) 3. (b) 4. (a) 5. (d)
6. (b) 7. (c) 8. (c) 9. (a) 10. (c)
11. (b) 12. (d) 13. (c) 14. (a) 15. (b)

Capitolul 11

1. (b) 2. (d) 3. (c) 4. (c) 5. (a)
6. (e) 7. (b) 8. (b) 9. (d) 10. (d)
11. (c) 12. (d) 13. (a) 14. (d) 15. (c)
16. (b)

Capitolul 12

1. (c) 2. (b) 3. (d) 4. (b) 5. (a)
6. (c) 7. (b) 8. (a) 9. (d) 10. (c)
11. (d) 12. (a) 13. (b) 14. (c) 15. (c)
16. (d) 17. (b) 18. (c) 19. (a) 20. (c)
21. (d)

Capitolul 13

1. (c) 2. (b) 3. (a) 4. (b) 5. (d)
6. (a) 7. (d) 8. (c) 9. (b) 10. (d)
11. (d) 12. (d) 13. (b) 14. (c) 15. (b)

Capitolul 14

1. (c) 2. (a) 3. (c) 4. (e) 5. (b)
6. (d) 7. (c) 8. (a) 9. (c) 10. (a)
11. (b) 12. (c) 13. (b) 14. (d) 15. (d)
16. (a) 17. (d) 18. (c)

Capitolul 15

1. (d) 2. (b) 3. (a) 4. (e) 5. (c)
6. (b) 7. (a) 8. (c) 9. (d) 10. (c)
11. (a) 12. (b) 13. (f) 14. (b) 15. (b)
16. (c)

Capitolul 16

1. (c) 2. (d) 3. (a) 4. (b) 5. (c)
6. (c) 7. (b) 8. (a) 9. (d) 10. (b)
11. (a) 12. (c) 13. (b) 14. (d)

Capitolul 17

1. (b) 2. (a) 3. (c) 4. (b) 5. (d)
6. (c) 7. (b) 8. (d) 9. (a) 10. (c)
11. (b) 12. (c) 13. (a) 14. (c) 15. (c)

Capitolul 18

1. (c) 2. (d) 3. (c) 4. (b) 5. (d)
6. (a) 7. (c) 8. (a) 9. (g) 10. (c)

Răspunsuri la problemele cu numere impare

Capitolul 1

1. 6 electroni; 6 protoni

3. (a) izolator (b) semiconductor (c) conductor

5. Patru

7. Banda de conducție și banda de valență

9. Stibiul este un element pentavalent. Borul este un element trivalent. Ambele se folosesc la dopare.

11. Nu. Potențialul de barieră este o cădere de tensiune.

13. Pentru a împiedica formarea unui curent direct prea intens.

15. Creșterea temperaturii.

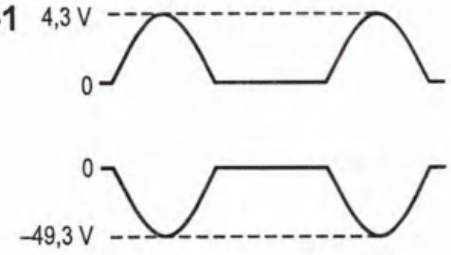
17. (a) –3 V (b) 0,3 V (c) 0,3 V (d) 0,3 V

19. V_A = 25 V; V_B = 24,3 V; V_C = 8,7 V; V_D = 8 V

Capitolul 2

1. Vezi fig. R-1.

FIGURA R-1



3. 23 V ef.

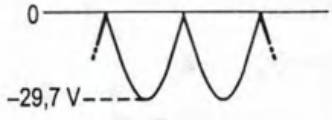
5. (a) 1,59 V (b) 63,7 V (c) 16,4 V (d) 10,5 V

7. 173 V

9. 78,5 V

11. Vezi fig. R-2.

FIGURA R-2



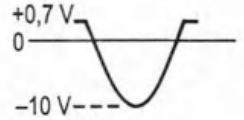
13. V_r = 8,33 V; $V_{c.c.}$ = 25,8 V

15. 556 μF

17. V_r = 1,47 V; $V_{c.c.}$ = 30,6 V

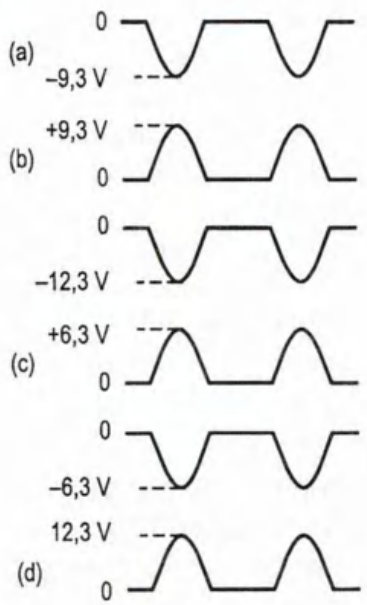
19. Vezi fig. R-3.

FIGURA R-3



21. Vezi fig. R-4

FIGURA R-4



23. Vezi fig. R-5.

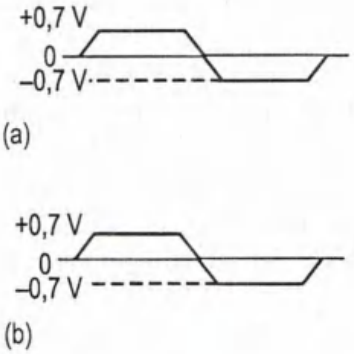
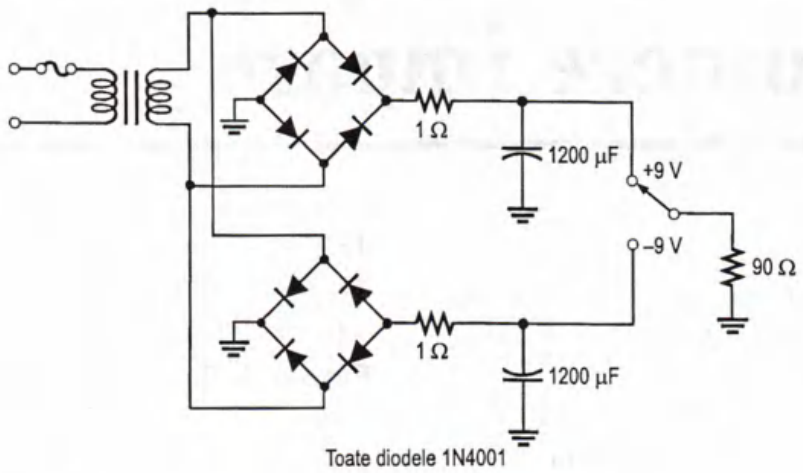


FIGURA R-5

25. (a) Undă sinusoidală cu valoarea pozitivă de vârf de +0,7 V, valoarea negativă de vârf de –7,3 V și componenta continuă de –3,3 V.

FIGURA R-6



(b) Undă sinusoidală cu valoarea pozitivă de vârf de +29,3 V, valoarea negativă de vârf de –0,7 V și componenta continuă de +14,3 V.

(c) Undă rectangulară variind între +0,7 V și –15,3 V, cu componenta continuă de –7,3 V.

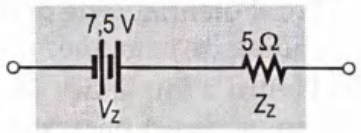
(d) Undă rectangulară variind între +1,3 V și –0,7 V, cu componenta continuă de +0,3 V.

27. 56,6 V
29. 50 V
31. 62,5 mΩ
33. Bobina este întreruptă. Condensatorul este străpuns.
35. Circuitul nu ar trebui să se defecteze deoarece parametrii maximi la care poate funcționa dioda sunt în limite mai largi decât $V_{R(V)}$ și curentul din cazul de față.
37. O valoare prea mare a $V_{R(V)}$ sau un curent de suprasarcină accidentală pot provoca întreruperea diodei la orice conectare a tensiunii de alimentare. S-ar putea ca transformatorul să fie defect sau diodele să aibă $V_{R(V)}$ prea mică.
39. 177 µF
41. 651 mΩ (valoarea standardizată cea mai apropiată de 0,68 Ω)
43. Vezi fig. R-6.
45. V_{C1} = 155 V; V_{C2} = 310 V

Capitolul 3

1. Vezi fig. R-7.

FIGURA R-7 Circuitul echivalent al diodei Zener



3. 5 Ω
5. 6,92 V
7. 14,3 V
9. Vezi fig. R-8.

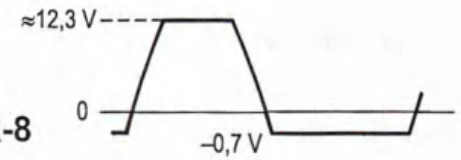
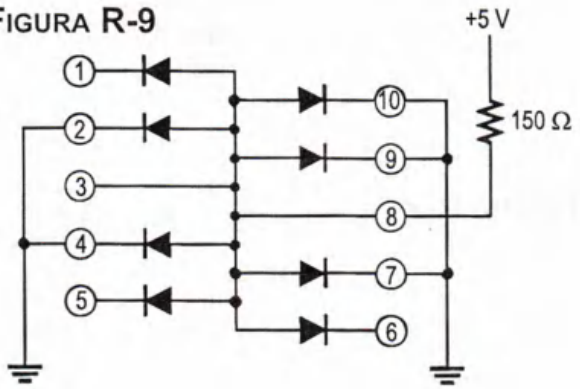


FIGURA R-8

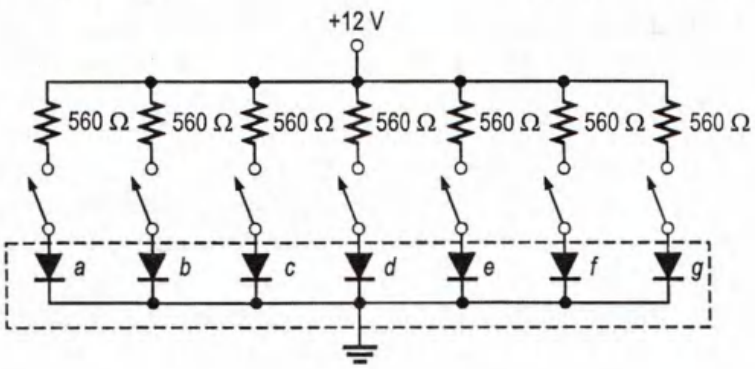
11. 17,7%
13. 3,13%
15. 5,88%
17. 3 V
19. ≈ 2,5 V
21. Vezi fig. R-9.

FIGURA R-9



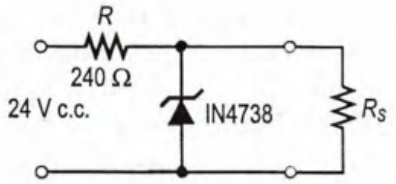
23. (a) 30 kΩ (b) 8,57 kΩ (c) 5,88 kΩ
25. –750 Ω
27. Suprafețele reflectante produc întoarcerea repetată a luminii, mărindu-i astfel intensitatea. Suprafața parțial reflectantă permite trecerea în exterior a unei părți din acea lumină.
29. (a) ≈ 30 Vc.c.
(b) 0 V
(c) Pulsații de 120 Hz limitate de dioda Zener la valoarea de 12 V.
(d) Tensiune redresată dublă alternanță limitată la 12 V de dioda Zener
(e) Pulsații de 60 Hz limitate la 12 V
(f) Pulsații de 60 Hz limitate la 12 V
(g) 0 V
(h) 0 V
31. Siguranța, transformatorul, rezistorul de limitare din stabilizator sau cel de limitare a curentului de suprasarcină ar putea fi întrerupte. De asemenea, ar putea fi străpunse condensatorul sau dioda Zener. Numai cu măsurătorile date nu se poate localiza defectul mai bine.
33. D_1 întreruptă, R_1 întreruptă, tensiune continuă absentă, circuit de prag scurt-circuitat.
35. (a) 60 V (b) 307 mW
(c) 1,27 W (d) 21 pF
(e) 1N5139 (f) 4,82 pF
37. (a) Tensiunea de polarizare inversă
(b) 940 nm (c) 40 nA
(d) 940 nm (e) 40 μA/mW/cm²
(f) 104 μA
39. $V_{OUT(1)}$ = 6,8 V; $V_{OUT(2)}$ = 24 V

FIGURA R-11



41. Vezi fig. R-10.

FIGURA R-10



43. Vezi fig. R-11.

Capitolul 4

1. Goluri
3. Baza este subțire și dopată slab, deci curentul generat prin recombinări (în bază) este mic față de curentul de colector.
5. Negativă, pozitivă
7. 0,947
9. 24
11. 8,98 mA
13. 0,99
15. (a) V_{BE} = 0,7 V, V_{CE} = 5,10 V, V_{CB} = 4,40 V
(b) V_{BE} = –0,7 V, V_{CE} = –3,83 V, V_{CB} = –3,13 V
17. I_B = 26 μA, I_E = 1,3 mA, I_C = 1,27 mA
19. 3 μA
21. 425 mW
23. 33,3
25. 500 μA, 3,33 μA, 4,03 μA
27. Vezi fig. R-12.

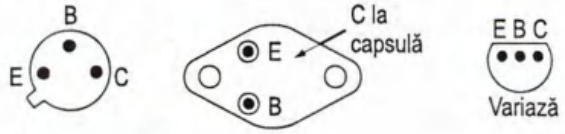


FIGURA R-12

29. Întrerupere, rezistență mică

31. (a) 27,8 (b) 109

33. T_2 sau T_4 prezintă scurtcircuit colector-emitor, pinul 2 al releului este scurtcircuitat la masă, T_1 sau T_3 prezintă întrerupere colector-emitor

35. (a) 40 V (b) 200 mA c.c.
(c) 625 mW (d) 1,5 W (e) 35

37. 1,26 W

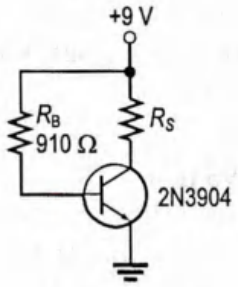
39. (a) Saturat (b) Nesaturat

41. (a) Nu se depășește nici un parametru.
(b) Nu se depășește nici un parametru.

43. Da, foarte puțin; V_{CE} = 0,8 V; I_C = 75 mA

45. Vezi fig. R-13.

FIGURA R-13



Capitolul 5

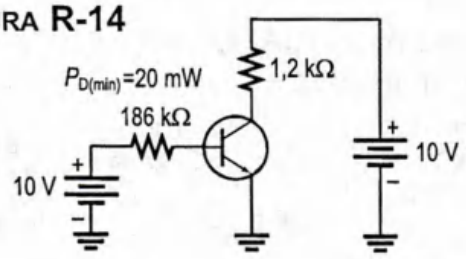
1. De saturație

3. 18 mA

5. V_{CE} = 20 V; $I_{C(sat)}$ = 2 mA

7. Vezi fig. R-14.

FIGURA R-14



9. I_B = 514 μA; I_C = 46,3 mA; V_{CE} = 7,37 V

11. I_C variază în circuitul care utilizează o sursă comună, deoarece variația V_{CC} produce variația I_B, care la rândul său, face ca I_C să varieze.

13. 59,6 mA; 5,96 V

15. 639 Ω

17. Când $R_E >> R_B/\beta_{c.c.}$

19. 69,1

21. $I_C \cong$ 809 μA; V_{CE} = 13,2 V

23. Vezi fig. R-15.

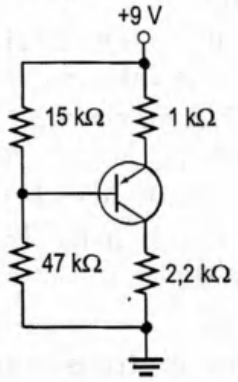
25. (a) 1,41 mA, –8,67 V (b) 12,2 mW

27. 2,53 kΩ

29. 7,87 mA; 2,56 V

31. (a) Colectorul întrerupt
(b) Nu există defecte
(c) Scurtcircuit intern colector-emitor
(d) Emitorul întrerupt

FIGURA R-15



33. (a) 1: 10 V, 2: flotant, 3: 3,59 V, 4: 10 V
(b) 1: 10 V, 2: 4,05 V, 3: 4,75 V, 4: 4,05 V
(c) 1: 10 V, 2: 0 V, 3: 0 V, 4: 10 V
(d) 1: 10 V, 2: 570mV, 3: 1,27 V, 4: flotant
(e) 1: 10 V, 2: 0 V, 3: 0,7 V, 4: 0 V
(f) 1: 10 V, 2: 0 V, 3: 3,59 V, 4: 10 V

35. R_1 întrerupt, R_2 străpuns, joncțiunea EB întreruptă

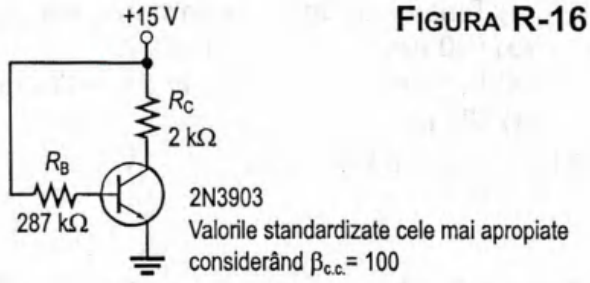
37. $V_C = V_{CC}$ = 9,1 V, V_B normal, V_E = 0 V

39. Nici o valoare limită nu este depășită.

41. 457 mW

43. Vezi fig. R-16.

FIGURA R-16

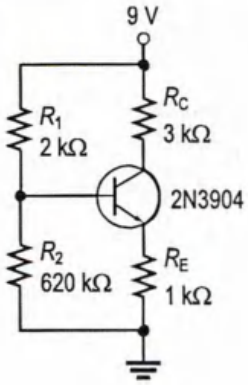


45. Vezi fig. R-17.

47. Da

49. $V_{CE(PSF)}$ va fi mai mică, deci tranzistorul va intra în saturație la o temperatură ușor crescută, limitând astfel răspunsul la temperaturi joase.

FIGURA R-17



Capitolul 6

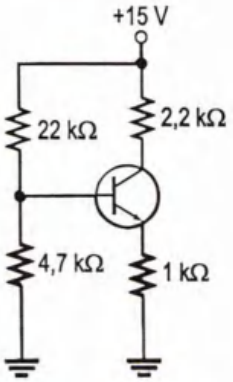
1. Puțin mai mare de 1 mA.

3. **(a)** h_{ie} = 134 Ω **(b)** h_{re} = 0,0001
(c) h_{fe} = 147 **(d)** h_{oe} = 3,33 mS

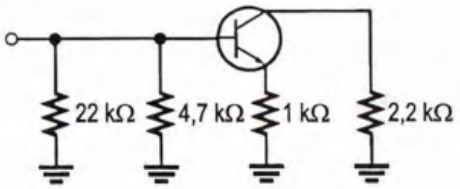
5. $r'_e \cong 19\ \Omega$

7. Vezi fig. R-18.

FIGURA R-18



Circuitul echivalent de c.c.



Circuitul echivalent de c.a.

9. **(a)** 1,29 kΩ **(b)** 968 Ω **(c)** 171

11. **(a)** V_B = 3,25 V **(b)** V_E = 2,55 V
(c) I_E = 2,55 mA **(d)** $I_C \cong$ 2,55 mA
(e) V_C = 9,59 V **(f)** V_{CE} = 7,04 V

13. A'_v = 131; θ = 180°

15. $A_{v(max)}$ = 65,5, $A_{v(min)}$ = 2,06

17. A_v scade la aproximativ 30. Vezi fig. R-19.

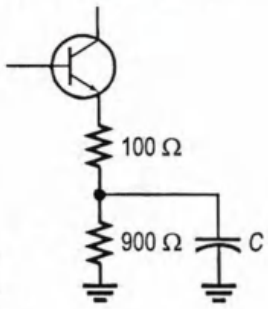
19. $R_{in(tot)}$ = 3,1 kΩ; V_{OUT} = 1,06 V

21. 270 Ω

23. 8,8

25. $R_{in(emitor)}$ = 2,28 kΩ;
A_v = 526; $A_i \cong 1$;
A_p = 526

FIGURA R-19



27. 400

29. **(a)** A_{v1} = 93,6;
A_{v2} = 302
(b) A'_v = 28,267
(c) $A_{v1(dB)}$ = 39,4 dB,
$A_{v2(dB)}$ = 49,6 dB,
$A'_{v(dB)}$ = 89,0 dB,

31. V_{B1} = 2,16 V, V_{E1} = 1,46 V, $V_{C1} \cong$ 5,16 V,
V_{B2} = 5,16 V, V_{E2} = 4,46 V, $V_{C2} \cong$ 7,54 V,
A_{v1} = 66, A_{v2} = 179, A'_v = 11,814

33. **(a)** 1,41 **(b)** 2,00 **(c)** 3,16 **(d)** 10,0 **(e)** 100

35. În blocare, 10 V

37.

Punctul de măsură	V c.c.	V c.a. (ef.)
Intrare	0 V	25 μV
Bază T_1	2,99 V	20,8 μV
Emitor T_1	2,29 V	0 V
Colector T_1	7,44 V	1,95 mV
Bază T_2	2,99 V	1,95 mV
Emitor T_2	2,29 V	0 V
Colector T_2	7,44 V	589 mV
Ieșire	0 V	589 mV

39. **(a)** V_C = 5,87 V, V_c = 850 mV
(b) V_C = 5,87 V, V_c = 0 V
(c) V_C = 5,87 V, V_c = 0 V
(d) V_C = 5,87 V, V_c = 203 mV
(e) V_C = 5,87 V, V_c = 0 V
(f) $V_C \cong$ 0 V, V_c = 0 mV

41. **(a)** T_1 se blochează;
(b) 9 V **(c)** 5,87 V

43. **(a)** 400 **(b)** 800 Ω **(c)** 1 MΩ

45. Un condensator de cuplaj cu scurgeri influențează tensiunile de polarizare și introduce o atenuare a tensiunii alternative.

47. Vezi fig. R-20.

49. Vezi fig. R-21.

51. Vezi fig. R-22.

53. $A_v = R_C/r'_e$
$A_v \cong (V_{R_C}/I_C)/(0{,}025\ \text{V}/I_C) =$
$= V_{R_C}/0{,}025 = 40\ V_{R_C}$

FIGURA R-20

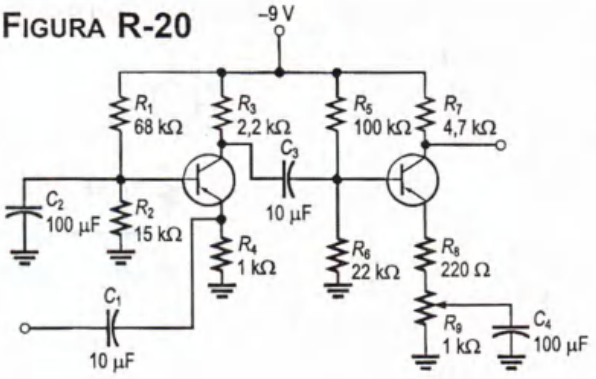


FIGURA R-21

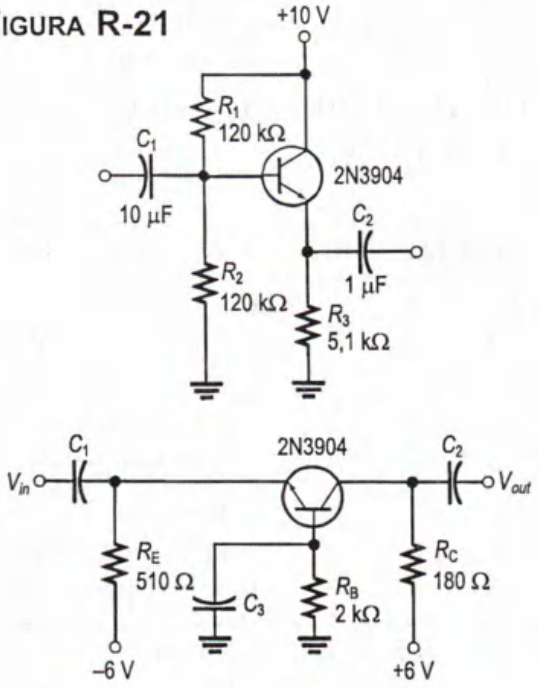
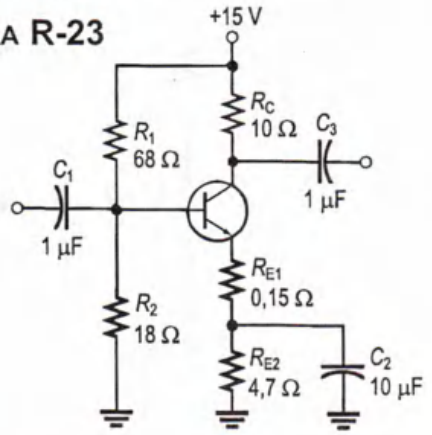


FIGURA R-22

Capitolul 7

1. 2,11 mA; 12 V
3. 7,27 V
5. (a) 39,8 mA, 1,99 V (b) 12,3 mA, 2,88 V
7. (a) 133 mV ef. (b) 190 mV ef.
9. P_{out} = 81,2 mW, η = 0,136
11. V_{B1} = 10,7 V; V_{B2} = 9,3 V; V_{E1} = 10 V V_{E2} = 10 V; $V_{CE(PSF)1}$ = 10 V; $V_{CE(PSF)2}$ = 10 V
13. P_{out} = 3,13 W, $P_{c.c.}$ = 3,98 W
15. I_{CC} = 478 mA, $P_{c.c.}$ = 11,5 W, P_{out} = 9 W, V_{CC} = 24 V
17. 450 μW
19. 24 V
21. Alternanța negativă a semnalului de intrare
23. (a) Tensiune de alimentare absentă sau R_1 întrerupt
    (b) D_1 sau D_2 întrerupte
    (c) Nici un defect
    (d) T_1 scurtcircuitat între colector și emitor
25. 6 V c.c., alternanța pozitivă a semnalului de intrare
27. C_1 are polaritatea inversată
29. 51 W
31. Câștigul scade.
33. T_C este mult mai apropiată de temperatura reală a joncțiunii decât T_A. Într-un mediu dat de funcționare, T_A este întotdeauna mai mică decât T_C.
35. Vezi fig. R-23.

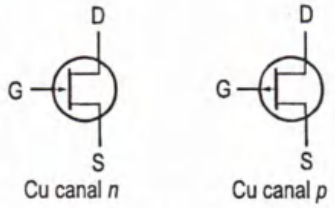
FIGURA R-23



Capitolul 8

1. (a) Se îngustează (b) Crește
3. Vezi fig. R-24.

FIGURA R-24



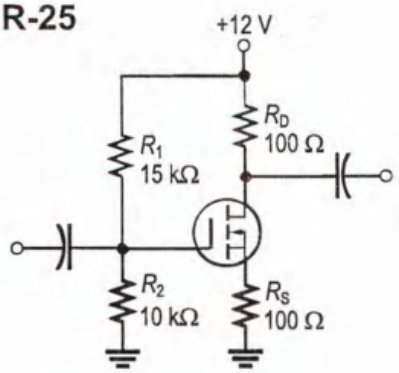
5. 5 V
7. 10 mA
9. 4 V
11. –2,63 V
13. g_m = 1429 μS, y_{fs} = 1429 μS

15. $V_{GS} = 0$ V, $I_D = 8$ mA
$V_{GS} = -1$ V, $I_D = 5{,}12$ mA
$V_{GS} = -2$ V, $I_D = 2{,}88$ mA
$V_{GS} = -3$ V, $I_D = 1{,}28$ mA
$V_{GS} = -4$ V, $I_D = 0{,}320$ mA
$V_{GS} = -5$ V, $I_D = 0$ mA
17. 800 Ω
19. (a) 20 mA (b) 0 A (c) crește
21. 211 Ω
23. 9,80 Ω
25. $I_D \cong 5{,}3$ mA, $V_{GS} \cong 2{,}1$ V
27. $I_D \cong 1{,}9$ mA, $V_{GS} \cong -1{,}5$ V
29. În regim de îmbogățire
31. Poarta este izolată față de canal.
33. 4,69 mA
35. (a) De sărăcire (b) De îmbogățire
(c) La zero (d) De sărăcire
37. (a) 4 V (b) 5,4 V (c) –4,52 V
39. (a) 5 V, 3,18 mA (b) 3,2 V, 1,02 mA
41. R_D sau R_S întrerupte, JFET întrerupt între drenă și sursă, $V_{DD} = 0$ V sau legătura la masă întreruptă.
43. Nici o schimbare
45. Rezistorul de polarizare de 1 MΩ este întrerupt.
47. $V_{OUT} = 300$ mV la pH = 5;
$V_{OUT} = -400$ mV la pH = 9
49. Cu valorile tipice, $V_{OUT} = +12{,}1$ V
51. (a) –0,5 V (b) 25 V
(c) 310 mW (d) –25 V
53. 2000 μS
55. 1 V
57. $I_D \cong 13$ mA la $V_{GS} = +3$ V,
$I_D \cong 0{,}4$ mA la $V_{GS} = -2$ V
59. –3,0 V
61. $I_D = 3{,}58$ mA, $V_{GS} = -4{,}21$ V
63. 6,01 V
65. Vezi fig. R-25.

Capitolul 9

1. (a) MOSFET cu canal inițial *n*, polarizat la zero; $V_{GS} = 0$
(b) JFET cu canal *p*, polarizat automat; $V_{GS} = 0{,}99$ V

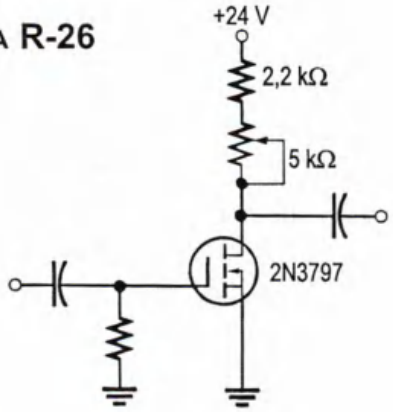
FIGURA R-25



(c) MOSFET cu canal indus *n*, polarizat prin divizor de tensiune; $V_{GS} = 3{,}84$ V
3. (a) MOSFET cu canal inițial *n*
(b) JFET cu canal *n*
(c) MOSFET cu canal indus *p*
5. Fig. 9-7(b): aproximativ 4 mA
Fig. 9-7(c): aproximativ 3,2 mA
7. 5,71 kΩ
9. 2,73
11. 920 mV
13. (a) 4,32 (b) 9,92
15. ≈7,5 mA
17. 3,02
19. 33,6 mV ef.
21. 9,84 MΩ
23. $V_{GS} = 9$ V; $I_D = 3{,}13$ mA;
$V_{DS} = 13{,}3$ V; $V_{ds} = 675$ mV
25. $R_{in} \cong 10$ MΩ; $A_v = 0{,}783$
27. (a) 0,906 (b) 0,299
29. 250 Ω
31. (a) $V_{D1} = V_{DD}$; T_1 nu are semnal în drenă; lipsește semnalul de ieșire
(b) $V_{D1} \cong 0$ V (flotantă); T_1 nu are semnal în drenă; lipsește semnalul de ieșire
(c) $V_{GS1} = 0$ V; $V_S = 0$ V; V_{D1} mai mică decât cea normală; semnal de ieșire limitat
(d) Semnal corect în drena lui T_1; lipsește semnalul de poartă al T_1; lipsește semnalul de ieșire
(e) $V_{D2} = V_{DD}$; semnal corect în poarta lui T_2; lipsesc semnalele din drena lui T_2 și de la ieșire

33. Condensatorul de 10 μF dintre drena lui T_1 și poarta lui T_2 este întrerupt.
35. $V_{c.c.}$ = 4,35 V; $V_{c.a.}$ = 1,29 V ef.
37. (a) –3,0 V (b) 20 V c.c.
(c) 200 mW (d) ±10 V c.c.
39. 900 μS
41. 1,5 mA
43. 2,0; 6,82
45. Vezi fig. R-26.

FIGURA R-26



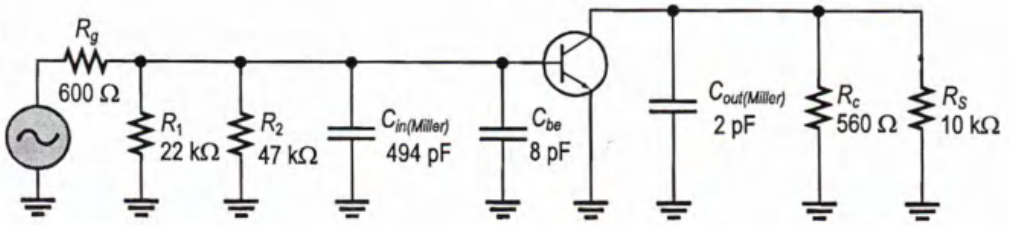
Capitolul 10

1. Pentru $C_1 = C_2$, frecvențele de tăiere sunt egale și ambele vor produce o cădere a câștigului cu 40 dB/decadă, sub f_t.
3. La tranzistoare bipolare: C_{be}, C_{bc}, C_{ce}; la FET: C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}
5. 24 mV ef.; 34 dB
7. (a) 3,01 dBm (b) 0 dBm
(c) 6,02 dBm (d) –6,02 dBm
9. (a) 318 Hz (b) 1,59 kHz
11. La 0,1f_t: A_v = 18,7 dB
La f_t: A_v = 35,7 dB
La 10f_t: A_v = 38,7 dB
13. La frecvențe joase: C_1, C_2 și C_3
La frecvențe înalte: C_{bc} și C_{be}
15. 4 pF
17. Vezi fig. R-27.
19. În circuitul de intrare: f_t = 4,32 MHz
În circuitul de ieșire: f_t = 94,9 MHz
f_t dominantă este cea din circuitul de intrare.
21. $f_{t(inf)}$ = 136 Hz, $f_{t(sup)}$ = 8 kHz
23. B = 5,26 MHz, $f_{t(sup)} \cong$ 5,26 MHz
25. În circuitul de intrare: f_t = 3,34 Hz
În circuitul de ieșire: f_t = 3,01 kHz
f_t dominantă este cea din circuitul de ieșire.
27. În circuitul de intrare: f_t = 12,9 MHz
În circuitul de ieșire: f_t = 54,9 MHz
f_t dominantă este cea din circuitul de intrare.
29. 230 Hz; 1,2 MHz
31. 514 kHz
33. ≈2,5 MHz
35. Se mărește frecvența până când tensiunea de ieșire scade la 3,54 V ef. Frecvența găsită este $f_{t(sup)}$.
37. 23,1 Hz
39. Nu se modifică.
41. 112 pF
43. C_{gd} = 1,3 pF; C_{gs} = 3,7 pF; C_{ds} = 3,7 pF
45. ≈10,5 MHz

Capitolul 11

1. $I_A = I_K$ = 646 nA
3. Vezi „Trecerea tiristorului în conducție", în secțiunea 11-2.
5. Se adaugă un tranzistor pentru a inversa alternanța negativă, astfel încât să se obțină pe poartă un semnal de amorsare pozitiv.
7. Vezi fig. R-28.
9. Anod, catod, poarta anodului, poarta catodului
11. Vezi fig. R-29.

FIGURA R-27



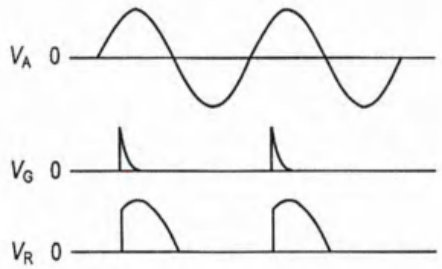


FIGURA R-28

13. 6,48 V
15. (a) 9,79 V (b) 5,2 V
17. Vezi fig. R-30.
19. (a) 12 V (b) 0 V

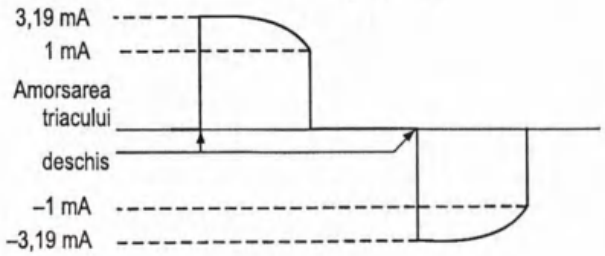


FIGURA R-29

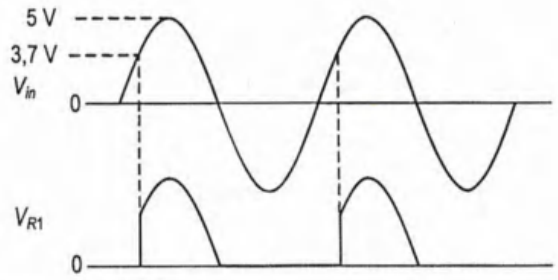


FIGURA R-30

21. Când întrerupătorul este închis, bateria V_2 alimentează becul, care luminează. Energia luminoasă amorsează fototiristorul, care alimentează releul. Când releul este anclanșat, prin contactele sale închise se transmite la motor tensiunea de 115 Vc.a.
23. 30 mA
25. 0 V
27. Când tensiunea pe poarta TUP crește, acesta se deschide mai târziu în raport cu perioada tensiunii alternative și amorsează mai târziu tiristorul, care va conduce mai puțin timp, deci puterea furnizată motorului va fi mai mică.
29. Vezi fig. R-31.

Capitolul 12

1. *AO real:* Câștig mare în buclă deschisă, impedanță de intrare mare, impedanță de ieșire mică, CMRR mare.
   AO ideal: Câștig în buclă deschisă infinit, impedanță de intrare infinită, impedanță de ieșire zero, CMRR infinit.
3. (a) Intrare nediferențială, ieșire diferențială
   (b) Intrare nediferențială, ieșire nediferențială
   (c) Intrare diferențială, ieșire nediferențială
   (d) Intrare diferențială, ieșire diferențială
5. V_1: tensiunea de ieșire diferențială
   V_2: tensiunea pe intrarea neinversoare
   V_3: tensiunea de ieșire nediferențială
   V_4: tensiunea de intrare diferențială
   I_1: curentul de polarizare
7. 8,1 μA
9. 108 dB
11. 0,30

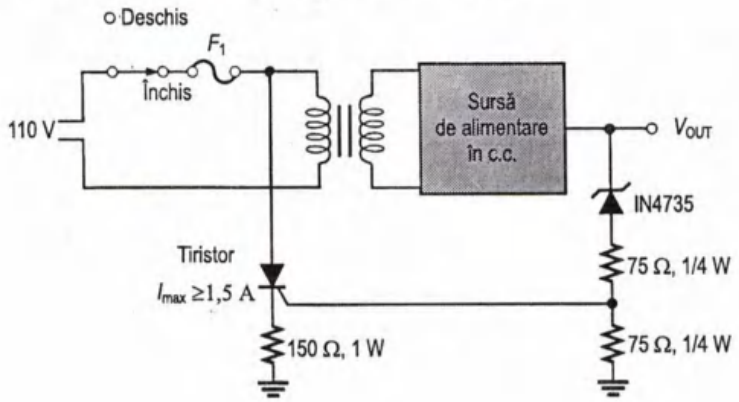
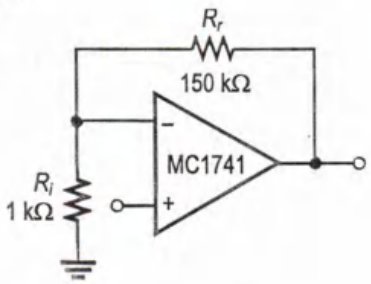


FIGURA R-31

13. 40 μS
15. $A_r = 9{,}90 \times 10^{-3}$, $V_r = 49{,}5$ mV
17. (a) 11 (b) 101 (c) 47,8 (d) 23
19. (a) 1 (b) –1 (c) 22 (d) –10
21. (a) 455 μA (b) 455 μA
    (c) –10 V (d) –10
23. (a) $Z_{in(REP)} = 1{,}32$ TΩ; $Z_{out(REP)} = 455$ μΩ
    (b) $Z_{in(REP)} = 500$ GΩ; $Z_{out(REP)} = 600$ μΩ
    (c) $Z_{in(REP)} = 40$ GΩ; $Z_{out(REP)} = 1{,}5$ mΩ
25. (a) 75 Ω, în circuitul de reacție
    (b) 150 μV
27. 2 nV
29. (a) R_1 întrerupt sau AO defect
    (b) R_2 întrerupt
    (c) Tensiunea de decalaj de la ieșire diferită de zero; R_4 defect sau dereglat
31. Câștigul în tensiune se va fixa la 100.
33. $Z_{in(NI)} = 3{,}96$ GΩ; $Z_{out(NI)} = 37{,}9$ mΩ
35. 50000
37. Vezi fig. R-32.

FIGURA R-32

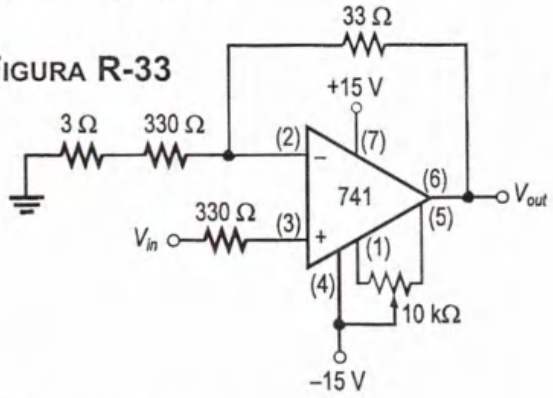


39. 6,32

Capitolul 13

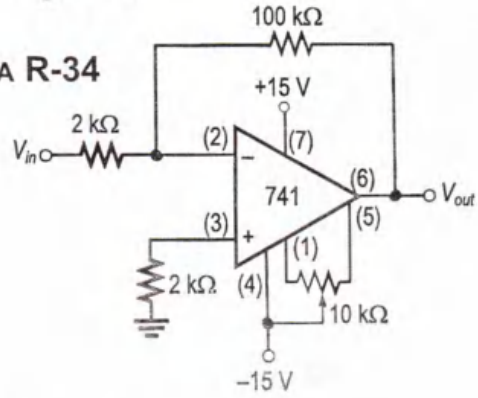
1. 70 dB
3. 1,67 kΩ
5. (a) 79603 (b) 56569 (c) 7960 (d) 80
7. (a) –0,674° (b) –2,69° (c) –5,71°
   (d) –45° (e) –71,2° (f) –84,3°
9. (a) 0 dB/decadă (b) –20 dB/decadă
   (c) –40 dB/decadă (d) –60 dB/decadă
11. 4,05 MHz
13. 21,1 MHz
15. Circuitul (b) are B mai îngustă (97,5 kHz).
17. (a) 150° (b) 120° (c) 60°
    (d) 0° (e) –30°
19. (a) Instabil (b) Stabil
    (c) Stabil la limită
21. 25 Hz
23. D_1 sau D_2 străpunse, T_1 sau T_2 defecte, câștig prea mare al AO, R_6 întrerupt.
25. 0 V
27. 63096
29. Vezi fig. R-33.

FIGURA R-33



31. Vezi fig. R-34.

FIGURA R-34



Capitolul 14

1. 24 V, cu distorsiuni
3. $V_{PS} = +2{,}77$ V, $V_{PI} = -2{,}77$ V
5. Vezi fig. R-35.
7. +8,57 V și –0,968 V
9. (a) –2,5 V (b) –3,52 V
11. 110 kΩ
13. $V_{OUT} = -3{,}57$ V, $I_r = 357$ μA
15. –4,46 mV/μs
17. 1 mA
19. Vezi fig. R-36.
21. Incorectă. AO2 sau dioda D_2 sunt defecte.

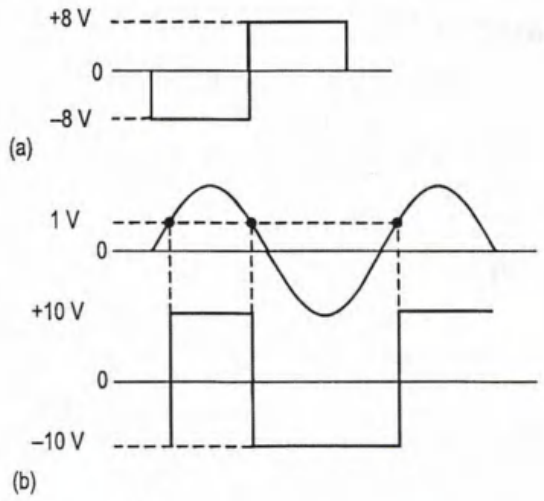


FIGURA R-35

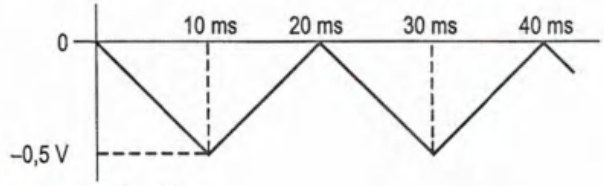


FIGURA R-36

23. Incorect. R_2 este întrerupt.
25. Verificare vizuală. CI din mijloc este montat invers.
27. Semnalul de ieșire din CI1 va fi de 10 ori mai mare decât cel normal, ducând la saturarea CI2 când se efectuează eșantionarea.
29. +0,5 V

Capitolul 15

1. $A_{v(1)} = A_{v(2)} = 101$
3. 1,005 V
5. 9,1
7. Se înlocuiește R_G cu un rezistor de 1,8 kΩ.
9. 225
11. Se înlocuiește rezistorul de 18 kΩ cu unul de 270 kΩ.
13. Ieșirea (pinul 22) direct la pinul 23 și pinul 38 direct la 40 pentru ca $R_r = 0$.
15. 500 μA, 5 V
17. $A_v \cong 11{,}6$
19. Vezi fig. R-37.
21. Vezi fig. R-38.

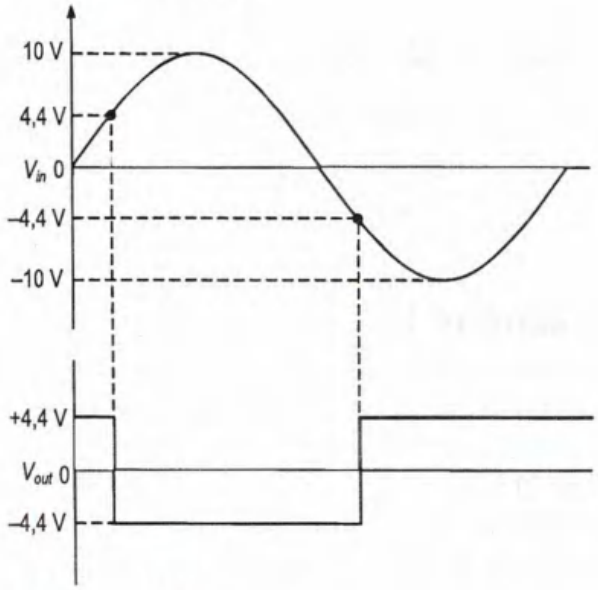
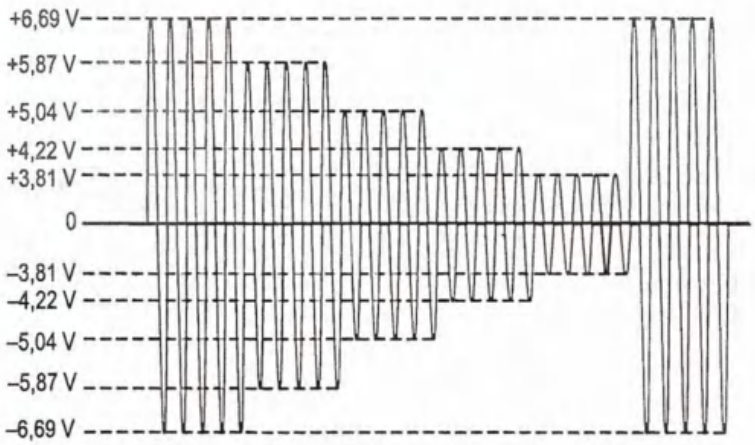


FIGURA R-38

23. (a) –0,301 (b) 0,301 (c) 1,70 (d) 2,11
25. Semnalul de ieșire al unui amplificator logaritmic este limitat la aproximativ 0,7 V datorită joncțiunii *pn* a tranzistorului.

FIGURA R-37



27. –157 mV

29. $V_{out(max)}$ = –147 mV, $V_{out(min)}$ = –89,2 mV; valoarea de vârf de 1 V a semnalului de intrare este redusă cu 85%, în timp ce valoarea de vârf de 100 mV este redusă cu doar 10%.

31. Vezi fig. R-39.

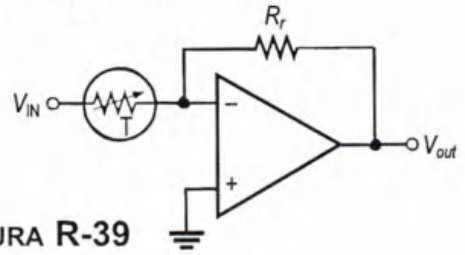


FIGURA R-39

33. PM1: ≈0 V
PM2: ≈0 V
PM3: 20 mV la 1 kHz
PM4: +12 V
PM5: 0 V

Capitolul 16

1. (a) Trece-bandă (b) Trece-sus
(c) Trece-jos (d) Oprește-bandă

3. 48,2 kHz, nu

5. 700 Hz, 5,04

7. (a) 1, nu este Butterworth
(b) 1,44, cu aproximație Butterworth
(c) Etajul 1: 1,67; Etajul 2: 1,67; nu este Butterworth

9. (a) Cebîșev (b) Butterworth
(c) Bessel (d) Butterworth

11. 190 Hz

13. Se adaugă încă un etaj identic și se fixează raportul rezistoarelor de reacție la 0,068 în primul etaj, la 0,586 în etajul al doilea și la 1,482 la cel de-al treilea.

15. Se schimbă locul rezistoarelor cu al condensatoarelor.

17. (a) Se micșorează R_1 și R_2 sau C_1 și C_2.
(b) Se mărește R_3 sau se micșorează R_4.

19. (a) f_0 = 4,95 kHz, B = 3,84 kHz
(b) f_0 = 449 kHz, B = 96,5 kHz
(c) f_0 = 15,9 kHz, B = 838 kHz

21. Ieșirile filtrelor trece-jos și trece-sus se conectează la intrările unui sumator cu două intrări.

Capitolul 17

1. Un oscilator nu necesită semnal de intrare (în afară de tensiunea continuă de alimentare).

3. 1/75 = 0,0133

5. 733 mV

7. 50 kΩ

9. 7,5 V, 3,94

11. 136 kΩ, 691 Hz

13. 9,4

15. Se înlocuiește R_1 cu un rezistor de 3,54 kΩ.

17. R_4 = 65,8 kΩ, R_5 = 47 kΩ

19. 3,33 V, 6,67 V

21. 0,0076 μF

23. f_{min} = 42,5 kHz, f_{max} = 57,5 kHz

25. 25 kHz

Capitolul 18

1. 0,0333%

3. 1,01%

5. A: tensiunea de referință; B: elementul regulator; C: amplificatorul de eroare; D: circuitul de control

7. 8,51 V

9. 9,57 V

11. 500 mA

13. 10 mA

15. $I_{S(max)}$ = 250 mA, P_{R1} = 6,25 W

17. 40%

19. V_{OUT} crește

21. 14,3 V

23. 1,3 mA

25. 2,8 Ω

27. R_{limit} = 0.35 Ω

29. Vezi fig. R-40.

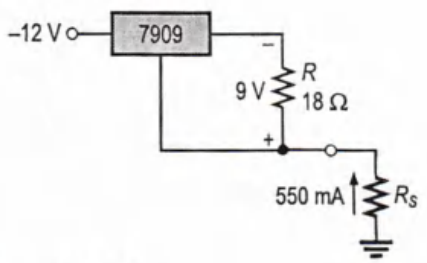


FIGURA R-40

Glosar

Alfa (α) Raportul dintre curentul continuu de colector și curentul continuu de emitor la tranzistoarele bipolare cu joncțiuni.

Amorsare Activarea, prin aplicarea unui semnal pe unul dintre terminale, a unor dispozitive și circuite electronice.

Amplificare Proces de creștere a puterii, tensiunii sau curentului prin mijloace electronice.

Amplificator Circuit electronic care amplifică puterea, tensiunea sau curentul.

Amplificator cu mai multe etaje Circuit de amplificare cu minimum două tranzistoare; amplificatoare conectate în cascadă.

Amplificator diferențial Amplificator a cărui tensiune de ieșire este proporțională cu diferența dintre tensiunile aplicate pe cele două intrări.

Amplificator inversor Configurație cu AO cu buclă închisă la care semnalul de intrare se aplică pe intrarea inversoare.

Amplificator neinversor Configurație cu AO cu buclă închisă la care semnalul de intrare se aplică pe intrarea neinversoare.

Amplificator operațional (AO) Tip de amplificator cu câștig în tensiune foarte mare, impedanță de intrare foarte mare, impedanță de ieșire foarte mică și o bună suprimare a semnalelor aplicate în modul comun.

Analogic Caracterizat printr-o funcție liniară, în care variabila ia valori într-un domeniu continuu.

Anod Regiunea *p* a unei diode.

Armonice Frecvențe ce intră în alcătuirea unei forme de undă complexe, valorile lor fiind multipli ai frecvenței fundamentale.

Atenuare Reducerea nivelului de putere, curent sau tensiune.

Atom Cea mai mică parte a unui element chimic care posedă caracteristicile specifice acelui element.

Atom pentavalent Atom cu cinci electroni de valență.

Atom trivalent Atom cu trei electroni de valență.

Audio Referitor la gama de frecvențe a undelor sonore, care pot fi auzite de urechea umană.

Avalanșă Creșterea rapidă a numărului de electroni de conducție datorită unei tensiuni prea mari de polarizare inversă.

Bandă de trecere Domeniu de frecvențe cuprins între frecvențele de tăiere inferioară și superioară ale unui amplificator.

BASIC Limbaj de programare (*B*eginner´s *A*ll-purpose *S*ymbolic *I*nstruction Code = Cod de instrucțiuni simbolice multifuncționale pentru începători).

Bază Una dintre regiunile semiconductoare ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni. Este foarte îngustă și slab dopată în comparație cu celelalte regiuni.

Bază comună (BC) Configurație de amplificator cu tranzistor bipolar cu joncțiuni în care baza este terminalul comun față de semnalul de c.a. sau masă.

Bessel Model de răspuns al unui filtru cu caracteristică de fază liniară și cădere mai mică de –20 dB/decadă/pol.

Beta (β) Raportul dintre curentul continuu de colector și curentul continuu de bază la tranzistoarele bipolare cu joncțiuni; câștigul în curent de la bază la colector.

Bipolar Caracterizat prin faptul că purtătorii de sarcină sunt atât electronii liberi, cât și golurile.

Blocare Stare în care tranzistoarele nu conduc curentul.

Buclă închisă Configurație cu AO în care între ieșire și intrare se conectează un circuit de reacție.

Butterworth Model de răspuns al unui filtru, caracterizat prin aplatizare în banda de trecere și cădere de –20 dB/decadă/pol.

Canal Calea conductoare între drenă și sursă la tranzistoarele cu efect de câmp.

Carbon Material semiconductor.

Cascadă Mod de ordonare a circuitelor în care ieșirea unui circuit este conectată la intrarea circuitului următor.

Câștig Valoare care arată de câte ori este mărit (amplificat) un semnal electric.

Câștig în tensiune în buclă deschisă Câștigul în tensiune al unui AO fără reacție externă.

Câștig în tensiune în buclă deschisă (A_{ol}) Câștigul în tensiune al unui AO fără circuit exterior de reacție.

Câștig în tensiune în buclă închisă Câștigul în tensiune al unui AO cu circuit exterior de reacție.

Câștig în tensiune în buclă închisă (A_{cl}) Câștigul în tensiune al unui AO cu circuit exterior de reacție.

Câștigul buclei Produsul dintre câștigul în buclă deschisă al unui AO și atenuarea circuitului de reacție.

Catod Regiunea *n* a unei diode.

Cădere Micșorarea câștigului unui amplificator în afara benzii de trecere, începând de la frecvențele de tăiere.

Cădere de tensiune pe diodă Tensiunea la bornele diodei în polarizare directă; este aproximativ egală cu potențialul de barieră, valoarea tipică pentru siliciu fiind de 0,7 V.

Cebîșev Model de răspuns al unui filtru, caracterizat prin pulsații în banda de trecere și cădere mai mare decât –20 dB/decadă/pol.

Circuit de axare Circuit care adaugă o componentă continuă unei tensiuni alternative, folosind o diodă și un condensator.

Circuit de derivare Circuit al cărui semnal de ieșire reprezintă, cu aproximație, viteza instantanee de variație a funcției aplicate la intrare.

Circuit de integrare Circuit care generează un semnal de ieșire aproximativ proporțional cu aria cuprinsă sub graficul funcției de intrare.

Circuit de tăiere Vezi *Limitator*.

Circuit integrat (CI) Tip de circuit ale cărui componente sunt realizate în totalitate pe un singur cip de siliciu.

Colector Cea mai mare dintre cele trei regiuni semiconductoare ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Colector comun (CC) Configurație de amplificator cu tranzistor bipolar cu joncțiuni în care colectorul este terminalul comun față de semnalul de c.a. sau masă.

Comparator Circuit care compară două tensiuni de intrare și generează la ieșire o alternativă de stări pentru a indica relația „mai mare" sau „mai mic" între tensiunile de intrare.

Compensare Procedeu prin care se modifică panta de cădere a câștigului unui amplificator pentru asigurarea stabilității.

Compresie de semnal Metodă de micșorare proporțională a amplitudinii tensiunii unui semnal.

Comutare forțată Metodă de blocare a unui tiristor.

Conductor Material prin care curentul electric circulă foarte bine.

Configurație Darlington Circuit format din două tranzistoare cu colectoarele conectate împreună și cu emitorul primului conectat cu baza celui de-al doilea pentru a realiza înmulțirea parametrilor lor beta.

Contratimp (în) Amplificator în clasa B cu două tranzistoare, fiecare dintre ele fiind în stare de conducție câte o semiperioadă.

Conversie A/D Procedeu prin care informația în formă analogică este transpusă în formă digitală.

Conversie D/A Procedeul prin care o succesiune de valori digitale este reprezentată ca semnal analogic.

Covalență Caracteristică a legăturilor dintre doi sau mai mulți atomi, realizate prin interacțiunea electronilor lor de valență.

Cristal Mod de dispunere a atomilor ce formează un material rigid; dispozitiv cu cuarț care funcționează pe principiul efectului piezoelectric și prezintă proprietăți de rezonanță foarte stabile.

Cuplaj înainte Metodă de compensare în frecvență la circuitele cu AO.

Curba caracteristică a diodei Reprezentarea grafică a dependenței curentului de tensiune la diodă.

Curent Deplasarea electronilor liberi.

Curent de amorsare (I_S) Valoare a curentului anodic pentru care un dispozitiv comută din regiunea de blocare directă în cea de conducție directă.

Curent de întuneric Valoarea curentului invers, generat termic într-o fotodiodă în absența luminii.

Curent de menținere (I_H) Valoare a curentului anodic sub care un dispozitiv comută din regiunea de conducție directă în cea de blocare directă.

Decadă O creștere sau o scădere de zece ori a valorii unei mărimi ca, de exemplu, frecvența.

Decibel Unitate de măsură a unui raport exprimat logaritmic, de exemplu, un raport de puteri sau de tensiuni.

Defazaj Deplasarea unghiulară, față de o referință, a valorilor unei funcții de timp.

Depanare Activitatea și tehnicile de identificare și localizare ale defectelor unui circuit sau aparat electronic.

Diac Dispozitiv semiconductor cu patre straturi și două terminale, care, în condiții specifice, poate conduce în ambele sensuri.

Diagramă Bode Reprezentare grafică a dependenței teoretice a câștigului în dB de frecvență, care ilustrează răspunsul în frecvență al amplificatoarelor și al filtrelor.

Digital Caracterizat printr-o funcție în care variabila poate lua, alternativ, doar două valori.

Diodă luminescentă (LED) Tip de diodă care emite lumină când este parcursă de un curent direct.

Diodă Schottky O diodă care funcționează numai cu purtători majoritari, destinată aplicațiilor de frecvențe înalte.

Diodă Shockley Dispozitiv cu patru straturi și două terminale, care intră în conducție când tensiunea anod-catod atinge o anumită valoare de „întoarcere".

Diodă tunel Diodă cu caracteristică de rezistență negativă.

Diodă Zener Diodă destinată limitării tensiunii de la bornele sale, în polarizare inversă.

Distorsiuni de racordare Distorsiuni caracteristice semnalului de ieșire al amplificatoarelor în clasa B în contratimp la limita de trecere a tranzistoarelor din starea de blocare în cea de conducție.

Dopare Procedeu de adăugare a unor impurități într-un material semiconductor intrinsec pentru a-i modifica proprietățile de conducție.

Dreaptă de sarcină în c.c. O dreaptă trasată în coordonatele I_C și V_{CE}, aferente circuitului unui tranzistor.

Drenă Unul dintre cele trei terminale ale unui tranzistor cu efect de câmp, analog colectorului unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Drenă comună Configurație de amplificare cu FET, în care terminalul drenei este conectat la masă.

Efect piezoelectric Proprietate a unor cristale datorită căreia o presiune mecanică variabilă dezvoltă o tensiune la extremitățile cristalului.

Electroluminescență Procesul de eliberare de energie sub formă de lumină în urma recombinării electronilor, într-un semiconductor.

Electron Particula elementară cu sarcină electrică negativă.

Electron de conducție Electron liber.

Electron liber Electron care a acumulat suficientă energie pentru a se desprinde din banda de valență a atomului-mamă; mai este numit *electron de conducție*.

Emitor Cea mai puternic dopată dintre cele trei regiuni semiconductoare ale unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Emitor comun (EC) Configurație de amplificator cu tranzistor bipolar cu joncțiuni în care emitorul este terminalul comun față de semnalul de c.a. sau masă.

Etaj Fiecare dintre circuitele de amplificare ale unei configurații cu mai multe tranzistoare.

Factor de calitate (*Q*) Măsură a eficienței unei componente, exprimată prin raportul dintre energia înmagazinată și cedată de acea componentă și energia disipată.

Factor de calitate (*Q*) Raportul dintre frecvența centrală și lățimea benzii de trecere a unui filtru trece-bandă.

Factor de ondulație Expresie a eficienței unui filtru de alimentare în ceea ce privește reducerea pulsațiilor tensiunii; raportul dintre tensiunea pulsatorie și tensiunea continuă de ieșire.

Factor de pierderi Caracteristică a filtrelor ce determină modelul de răspuns.

Factor de rejecție pe modul comun (CMRR) Raportul dintre câștigul în buclă deschisă și câștigul în modul comun; indice al capacității AO de a suprima semnalele aplicate în modul comun.

Filtru Un condensator sau un ansamblu condensator-bobină având rolul de a reduce pulsațiile tensiunii de la ieșirea unui redresor.

Filtru activ Circuit de selectare a frecvențelor format din dispozitive active, ca tranzistoarele sau AO, cuplate cu componente reactive.

Filtru oprește-bandă Tip de filtru care blochează sau suprimă frecvențele cuprinse într-un anumit domeniu, limitat de o frecvență inferioară și una superioară.

Filtru trece-bandă Tip de filtru care permite trecerea frecvențelor cuprinse într-un anumit domeniu, limitat de o frecvență inferioară și una superioară.

Filtru trece-jos Tip de filtru care permite trecerea frecvențelor mai joase decât o anumită valoare, suprimându-le pe cele mai înalte decât aceasta.

Filtru trece-sus Tip de filtru care permite trecerea frecvențelor mai înalte decât o anumită valoare, suprimându-le pe cele mai joase decât aceasta.

Fotodiodă Diodă la care curentul invers variază în același sens cu intensitatea luminii.

Foton Particulă de energie luminoasă.

Fototiristor Dispozitiv semiconductor cu patru straturi, care conduce într-un singur sens când este amorsat de o lumină suficient de intensă și rămâne în conducție până când curentul scade sub o anumită valoare.

Fototranzistor Tranzistor al cărui curent de bază este generat de căderea luminii pe regiunea semiconductoare fotosensibilă a bazei.

Frecvență critică O altă denumire a frecvenței de tăiere.

Frecvență de tăiere Frecvența la care răspunsul unui amplificator sau al unui filtru este cu 3 dB mai mic decât valoarea sa maximă din banda de trecere.

Germaniu Material semiconductor.

Gol Absența unui electron din banda de valență a atomului.

Histerezis Caracteristică a unui circuit prin care se creează un decalaj sau o întârziere la comutare.

Indice de refracție Caracteristică a materialelor prin care se propagă lumina, care indică proporția în care se refractă o rază de lumină la trecerea dintr-un material în altul.

Infraroșu (IR) Spectru de radiație cu lungimi de undă imediat superioare celor din domeniul vizibil.

Intensitate radiantă (I_e) Puterea de ieșire pe steradian a unui LED, exprimată în mW/sr.

Intrinsecă Starea pură sau naturală a unei substanțe.

Ionizare Îndepărtarea din sau adăugarea la un atom neutru a unui electron astfel încât atomul rezultat (numit ion) să aibă o sarcină electrică pozitivă sau negativă.

Iradiere (*H*) Puterea pe unitatea de suprafață la o anumită distanță față de LED; intensitatea luminii.

Izolator Material care nu conduce curentul.

Îmbogățire Referitor la un MOSFET – procesul de generare a unui canal sau de creștere a conductivității acestuia prin adăugarea de purtători de sarcină.

Joncțiune *pn* Zona de contact dintre două materiale semiconductoare de tipuri diferite.

Laser Amplificarea luminii prin emisie stimulată de radiații (*l*ight *a*mplification by *s*timulated *e*mission of *r*adiation, în lb. engleză).

Lățime de bandă Caracteristică a unor tipuri de circuite electronice care definește domeniul de lucru în ceea ce privește frecvențele admise să străbată un astfel de circuit de la intrare la ieșire.

Limitare Procedeu prin care se impun anumite limite amplitudinii semnalului de ieșire al unui amplificator sau al altui circuit.

Limitarea curentului prin întoarcere Metodă de limitare a curentului aplicată la stabilizatoarele de tensiune.

Limitator Circuit cu diode care taie sau înlătură o parte dintr-un semnal deasupra și/sau dedesubtul unui nivel impus.

Liniar Caracterizat de o relație de proporționalitate directă.

Logaritm Exponent; logaritmul unui număr este exponentul sau puterea la care trebuie ridicat un alt număr, numit bază, pentru a se obține primul număr.

Logaritm natural Exponentul la care trebuie ridicată baza *e* (e = 2,71828) pentru a se obține un număr dat.

Lumină coerentă Lumină cu o singură lungime de undă.

Lungime de undă Distanță în spațiu corespunzând unei perioade a unei unde electromagnetice sau luminoase.

Margine de fază Diferența dintre defazajul total introdus de un amplificator și unghiul de 180°; defazajul ce se poate adăuga fără ca amplificatorul să devină instabil.

Mod comun Mod de lucru caracterizat prin prezența aceluiași semnal la ambele intrări ale unui AO.

Modulație de frecvență (MF) Metodă de comunicație prin care semnalul purtător de mesaje, de frecvență mai joasă, modulează (variază) frecvența – mai înaltă – a unui alt semnal.

Monocromatic (referitor la lumină) Cu o singură frecvență / o singură culoare.

MOSFET Tranzistor cu efect de câmp de tipul metal-oxid-semiconductor; una dintre cele două mari categorii de tranzistoare cu efect de câmp; se întâlnește uneori sub denumirea „tranzistor cu poartă izolată (IGFET)".

Multiplicator de tensiune Circuit format din diode și condensatoare, care furnizează la ieșire o tensiune de două, trei sau patru ori mai mare decât tensiunea de intrare.

Neutron Particulă fără sarcină electrică, aflată în nucleul atomului.

Nivel mare Nivelul unui semnal care se suprapune pe o porțiune semnificativă a dreptei de sarcină în c.a. a unui amplificator.

Nucleu Partea din centrul unui atom, formată din protoni și neutroni.

Număr atomic Numărul de protoni dintr-un atom.

Octavă O creștere sau o scădere de două ori a valorii unei mărimi ca, de exemplu, frecvența.

Ondulație a tensiunii Micile pulsații ale tensiunii continue de la ieșirea unui redresor urmat de filtru, generate de încărcarea și descărcarea condensatorului de filtrare.

Orbită Traiectoria descrisă de electron în mișcarea sa de rotație în jurul nucleului atomului.

Oscilator Circuit electronic ce funcționează cu reacție pozitivă, generând la ieșire un semnal variabil în timp, fără aplicarea unui semnal exterior de intrare.

Oscilator Circuit electronic cu reacție pozitivă, care generează un semnal de ieșire variabil în timp fără a i se aplica la intrare un semnal extern.

Parametru η Parametru caracteristic unui TUJ, care îi determină punctul de deschidere.

Partea centrală a atomului Cuprinde nucleul și toți electronii, cu excepția celor de valență.

Pătură Bandă energetică în interiorul căreia se rotesc electronii în jurul nucleului atomului.

Pereche electron-gol Electronul de conducție și golul rămas în banda de valență după ce electronul o părăsește.

Poartă Unul dintre cele trei terminale ale unui tranzistor cu efect de câmp, analog bazei unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Poartă comună Configurație de amplificare cu FET, în care terminalul porții este conectat la masă.

Pol Circuit format dintr-un rezistor și un condensator, care induce răspunsului unui filtru o pantă de cădere de –20 dB/decadă.

Polarizare Aplicarea tensiunii continue necesare unui tranzistor sau unui alt dispozitiv pentru ca acesta să funcționeze într-un anumit mod.

Polarizare Aplicarea unei tensiuni continue la extremitățile joncțiunii *pn* pentru a determina circulația sau blocarea curentului prin aceasta.

Polarizare directă Starea în care o joncțiune *pn* conduce curentul.

Polarizare inversă Starea în care o joncțiune *pn* nu conduce curentul.

Potențial de barieră Cantitatea de energie necesară pentru permiterea conducției complete prin joncțiunea *pn* în polarizare directă.

Produs câștig-bandă Caracteristică a amplificatoarelor, produsul dintre câștig și lățimea benzii de trecere fiind întotdeauna constant.

Proton Particula elementară cu sarcină pozitivă.

PSF Punctul de funcționare (cu anumiți parametri de polarizare) în c.c. al unui amplificator, caracterizat de valorile tensiunii și curentului.

Punct flotant Punct al unui circuit care nu este legat galvanic la masă sau la o tensiune constantă.

Purtătoare Semnal de frecvență înaltă, din gama de radiofrecvență, care constituie suportul informației modulatoare în MA, MF sau alte sisteme.

Purtători majoritari Cei mai numeroși purtători de sarcină dintr-un material semiconductor dopat (fie electroni liberi, fie goluri).

Purtători minoritari Cei mai puțin numeroși purtători de sarcină dintr-un material semiconductor dopat (fie electroni liberi, fie goluri).

Radiație Procesul de emisie a energiei electromagnetice sau luminoase.

Raport de acord Raportul dintre capacitățile varactorului la tensiunea inversă minimă și maximă.

Reacție Proces prin care o parte din semnalul de ieșire al unui circuit este adus la intrarea acestuia astfel încât să se opună sau să contribuie la modificarea semnalului de ieșire.

Reacție negativă Procedeu prin care o parte a semnalului de ieșire este adusă la intrarea unui amplificator, cu un anumit defazaj față de semnalul de intrare.

Reacție pozitivă Aducerea la intrare a unei părți din semnalul de ieșire în așa fel încât acesta să fie potențat și întreținut.

Reacție pozitivă Aducerea unei fracțiuni din semnalul de ieșire la intrare astfel încât să potențeze semnalul de ieșire, acesta fiind în fază cu semnalul de intrare.

Recombinare Procesul prin care un electron liber (din banda de conducție) revine într-un gol din banda de valență a unui atom.

Redresor Circuit electronic care transformă tensiunea alternativă în tensiune continuă.

Redresor cu priză mediană Tip de redresor dublă alternanță format dintr-un transformator cu priză mediană și două diode.

Redresor dublă alternanță Circuit care transformă o tensiune de intrare alternativă sinusoidală într-o tensiune continuă pulsatorie cu două pulsații la ieșire pentru o perioadă a semnalului de intrare.

Redresor în punte Tip de redresor dublă alternanță format din patru diode dispuse pe laturile unui patrulater.

Redresor mono-alternanță Circuit care transformă o tensiune de intrare alternativă sinusoidală într-o tensiune continuă pulsatorie cu o pulsație la ieșire pentru o perioadă a semnalului de intrare.

Regiune golită Zona situată de o parte și de cealaltă a unei joncțiuni *pn*, din care lipsesc purtătorii majoritari.

Repetor Configurație de AO cu buclă închisă, neinversoare, cu câștigul în tensiune egal cu 1.

Repetor pe emitor Denumire dată, în argoul specialiștilor, amplificatorului cu colectorul comun.

Repetor pe sursă Amplificator cu drena comună.

Rezistență dinamică Rezistența internă, neliniară, a unui material semiconductor.

RF Radiofrecvență

Saturație Stare în care curentul de colector al unui tranzistor atinge valoarea sa maximă, devenind independent de curentul de bază.

Sărăcire Referitor la un MOSFET – procesul de îndepărtare a purtătorilor de sarcină din canal, în urma căruia conductivitatea acestuia scade.

Semnal treaptă Tranziție rapidă a tensiunii între două niveluri.

Semiconductor Material a cărui conductibilitate îl încadrează între conductoare și izolatoare; exemple: siliciul, germaniul și carbonul.

Siguranță fuzibilă Dispozitiv de protecție care se întrerupe prin ardere atunci când curentul depășește o anumită valoare.

Siliciu Material semiconductor.

Spectral Aparținând unui domeniu de frecvențe.

Stabilitate Stare în care circuitele de amplificare nu oscilează.

Stabilitate Un mod de apreciere a menținerii unui amplificator la parametrii de funcționare proiectați (PSF, câștig etc.) când beta sau temperatura variază.

Stabilizare în raport cu variația sarcinii Variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație dată a sarcinii.

Stabilizare în raport cu variația sarcinii Variația tensiunii de ieșire pentru o variație dată a curentului prin sarcină, exprimată, de obicei, în procente.

Stabilizare în raport cu variația tensiunii de intrare Variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație dată a tensiunii de intrare (alimentare).

Stabilizare în raport cu variația tensiunii de intrare Variația tensiunii de ieșire pentru o variație dată a tensiunii de intrare, exprimată, de obicei, în procente.

Stabilizator Circuit electronic a cărui tensiune de ieșire se menține practic constantă în raport cu variațiile tensiunii de intrare sau ale sarcinii.

Stabilizator Dispozitiv sau circuit electronic care menține, practic, o tensiune constantă la ieșire pentru un întreg domeniu de valori ale tensiunii de intrare sau ale rezistenței de sarcină; este unul dintre blocurile funcționale ale sursei de alimentare.

Străpungere în avalanșă Străpungerea la cea mai mare tensiune în cazul unei diode Zener.

Străpungere Zener Cea mai mică tensiune de străpungere a diodei Zener.

Supraîncălzire Stare ce caracterizează un stabilizator când puterea disipată în interiorul circuitului depășește o anumită valoare maximă, din cauza unui curent prea mare.

Sursă Unul dintre cele trei terminale ale unui tranzistor cu efect de câmp, analog emitorului unui tranzistor bipolar cu joncțiuni.

Sursă comună Configurație de amplificare cu FET, în care terminalul sursei este conectat la masă.

Sursă de alimentare Circuit care transformă tensiunea alternativă a rețelei de alimentare în tensiune continuă și furnizează o putere constantă pentru a crea condiții de funcționare altor circuite sau aparate.

Tensiune de blocare Valoarea tensiunii poartă-sursă pentru care curentul de drenă devine aproximativ zero.

Tensiune de strangulare Valoarea tensiunii drenă-sursă a unui tranzistor cu efect de câmp, începând de la care curentul de drenă rămâne constant dacă tensiunea poartă-sursă este zero.

Tensiune directă de întoarcere ($V_{BR(F)}$) Tensiune sub care un dispozitiv se în regiunea de blocare directă.

Tensiune inversă de vârf ($V_{R(V)}$) Valoarea maximă a tensiunii inverse, de la vârful semnalului de intrare, când dioda este polarizată invers.

Termistor Rezistor sensibil la temperatură, cu coeficient de temperatură negativ.

Tiristor Dispozitiv cu patru straturi și trei terminale, care intră în conducție când este amorsat prin aplicarea unei tensiuni pe unicul terminal de poartă și rămâne în această stare până când curentul anodic scade sub o anumită valoare.

Tiristor cu poartă dublă Dispozitiv cu patru straturi și patru terminale, dintre care două de poartă, acestea servind la comutarea dispozitivului în cele două sensuri.

Transconductanță La dispozitivele electronice, raportul dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare.

Transconductanță (g_m) Raportul dintre variația curentului de drenă și variația tensiunii poartă-sursă la un tranzistor cu efect de câmp.

Tranzistoare complementare Două tranzistoare, unul *npn* și celălalt *pnp*, cu caracteristici similare.

Tranzistor Dispozitiv semiconductor utilizat pentru amplificare și comutație.

Tranzistor bipolar cu joncțiuni Tranzistor realizat din trei regiuni semiconductoare dopate, separate de două joncțiuni *pn*.

Tranzistor cu efect de câmp (FET, TEC) Tip de tranzistor unipolar, comandat în tensiune, în care curentul este comandat de către un câmp electric indus.

Tranzistor cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET) Una dintre cele două mari categorii de tranzistoare cu efect de câmp.

Tranzistor unijoncțiune (TUJ) Dispozitiv cu o singură joncțiune *pn* și trei terminale, care prezintă o caracteristică de rezistență negativă.

Tranzistor unijoncțiune programabil (TUP) Dispozitiv cu patru straturi și trei terminale (asemănător cu un tiristor sau cu un TUJ), care este amorsat când tensiunea din anod o depășește pe cea din poartă.

Triac Dispozitiv cu patru straturi și trei terminale, care, în condiții specifice, poate conduce în ambele sensuri.

Trigger Schmitt Comparator cu histerezis.

Valență Caracteristică a atomului determinată de pătura exterioară a acestuia.

Varactor Diodă cu capacitate variabilă.

Viteză de variație a semnalului de ieșire Viteza cu care variază tensiunea de ieșire ca răspuns la aplicarea la intrare a unui semnal treaptă.

Zgomot Semnal parazit.

Index

Afişor cu şapte segmente, 154
Alfa, 193, 233, 308
Aluminiu, 16
Amorsare, 641-642, 755-756
Amorsare a oscilaţiilor, 891-892, 896, 902
Amplificare, 206, 233, 490
  la tranzistoare, 206
Amplificator, 233
  antilogaritmic, 827
  audio, 344, 736
  cu baza comună, 304, 307, 336-339, 354
  cu colectorul comun, 304, 307, 327-334, 354
  cu cuplaj capacitiv, 311, 336, 341, 343, 345
  cu cuplaj direct, 343, 554
  cu cuplaj prin transformator, 344
  cu drena comună, 503-506, 518-519
  cu emitorul comun, 304, 307, 310-325, 354, 395
  cu mai multe etaje, 340-344, 345, 355, 576-578
  cu poarta comună, 506-508, 518-519
  cu sursa comună, 494-503, 518-519
  cu tranzistoare complementare, 385
  cu tranzistor, 216
  de frecvenţă intermediară (FI), 344
  de izolare, 809-815
  de măsură, 803-809
  de mediere, 767
  de nivel mare, 368-369, 410-411
  de putere, 368-418
  de radiofrecvenţă (RF), 216, 344, 451
  de semnal mic, 214, 300-303, 486-518
  diferenţial, 654-663, 696-697
  inversor, 675, 681, 691, 696-697
  în clasa A, 368-384, 393
  în clasa AB, 384-394
  în clasa B, 384-385
  în clasa C, 395-402
  în contratimp, 384-394, 410-411
  logaritmic, 823-826
  neinversor, 671, 678-679, 689, 696-697
  operaţional, 652-697, 710-740, 803-837
  operaţional de transconductanţă (AOT), 816-823
  repetor, 675, 681, 686, 689, 696-697
  repetor pe emitor, 327, 335, 355
  repetor pe sursă, 503-506, 519-578
  sumator, 765-772, 782, 785, 869
Analiză a posibilităţilor de defectare, 97
Anod, 32, 42
Antenă, 735-736
AOT, 816-823
Aplicaţie practică, 104, 167, 225, 277, 349, 404-405, 465, 512, 583, 636-637, 691-692, 735-736, 784, 833, 875, 925, 971
Armonică, 907-908
Armonice, 578, 587
Arseniu, 15
Arseniură de galiu, 6, 148, 162
Atenuare, 316, 354, 535
Atom, 2, 7, 15, 42
Atom acceptor, 16
Atom de impurificare
  pentavalent, 15, 43
  trivalent, 16, 43
Atom donor, 15
Atom pentavalent, 15, 43
Atom trivalent, 16, 43
Audio, 344, 354
Avalanşă, 25, 42, 163

Bandă de conducţie, 7
Bandă de trecere, 535, 587
Bandă de urmărire, 922
Bandă de valenţă, 11-12, 43
Bandă energetică, 3, 7
Bandă interzisă, 7, 20
Bază, 188, 233
Benzi energetice, 11
Beta (()), 193, 201, 233, 253, 308, 310, 331
BIFET, 686
Bismut, 15
Blocare, 197, 199, 210, 233, 368, 385, 429
Bor, 16
Buclă închisă, 671, 696-697, 710

CAD simultan, 762
Canal, 423, 451, 471
Capacitate
  de ieşire, 555-556, 558
  de intrare, 434, 456, 555, 558
  de transfer invers, 533
  internă, 533, 570
  la tranzistoare, 533-534
  la varactor, 142-143
  Miller, 555-565, 571
  parazită, 559
Capsule de tranzistoare, 214-216
Caracteristică curent-tensiune (I-V), 27, 33, 43
Caracteristică de directivitate, 150
Caracteristică de transfer, 430, 453-455
Caracterograf, 224
Carbon, 6, 42
Cascadă, 340, 354, 860, 864-865
Catod, 32-33, 42

Cădere, 542, 550, 587, 711-712, 850-851, 861-862, 865-866
Cădere de tensiune pe diodă, 61, 109
Câmp electric, 19, 155
Câştig, 234
  al unui lanţ de amplificare, 340
  de transfer, 635
  în banda de trecere, 535, 539
  în buclă deschisă, 666, 696-697, 710, 740
  în curent, 193, 224, 306, 325, 329, 337
  în curent în buclă deschisă, 306-307
  în putere, 325, 329, 337, 380
  în tensiune, 207, 315, 321, 327, 337, 340, 342-343, 377, 491, 494, 496-498, 504, 507, 542, 812, 891-892
  în tensiune în buclă închisă, 674, 677, 696-697, 722, 740
  în tensiune la nivel mare, 710
  la 3 dB, 567
  unitar, 712
CD, 163
Circuit acordat, 145, 397-398
Circuit de axare cu diode, 84-86
Circuit de defazare în avans, 532
Circuit de derivare, 775-779, 790
Circuit de integrare, 772-775, 790
Circuit de limitare cu diode, 78-84
Circuit de protecţie la supratensiuni, 613
Circuit de sesizare a depăşirii temperaturii, 762
Circuit de tăiere, 78-84, 109
Circuit de temporizare, 915-951
Circuit echivalent, 126, 207, 304-310, 312, 369, 490, 496-497, 600, 606, 621-622
Circuit echivalent al diodei Zener, 126
Circuit echivalent al tranzistorului, 304-310
Circuit echivalent cu parametrii hibrizi, 307
Circuit echivalent cu parametrii r, 308
Circuit PLL, 921-924
Circuit RC, 540, 543-544, 546, 559, 561, 568-569, 573, 850-851, 861-862, 893, 898-899
Circuit RC dominant, 549
Circuit rezonant, 161, 397-398
Circuit tampon, 333
Circulaţie a curentului, 24
CMRR, 658, 666, 696-697
Coeficient de temperatură, 129, 133, 145
Colector, 188, 234
Comandă a redresorului de putere mono-alternanţă, 610
Comandă în fază, 619
Comparator, 751-765, 779-780, 790
Comparator cu fereastră, 760-761
Comparator cu limitare a tensiunii de ieşire, 770
Compensare, 686, 688, 727-735, 740
  a curenţilor de polarizare, 686
  cu condensator unic, 733
  cu întârziere în fază, 728
  cu „cuplaj înainte", 733, 740
Compresie de semnal, 828, 838
Comun, 304
Comutare forţată, 607-608, 641-642
Condensator
  de compensare, 728-735
  de cuplaj, 311, 336, 341, 343, 532
  de decuplare, 311, 317-318, 533, 546
Conductanţă de ieşire, 306, 307
Conductor, 6, 8, 42
Conducţie, 6
Constanta lui Boltzmann, 824
Constantă de timp, 70, 402
Conversie A/D, 762, 784, 790
Conversie D/A, 769, 790
Conversie temperatură-tensiune, 279
Convertor, 830-831
Convertor analogic-digital (CAD), 762, 784
Convertor curent-tensiune, 831
Convertor digital-analogic (CDA), 769
Convertor tensiune-curent, 831
Corecţie, 129, 204
Cristal, 10, 11, 43, 907-908, 929
Cuarţ, 907
Cuplare capacitivă, 311, 336, 341, 343, 532, 539
Cuplor optic, 631-636
Cupru, 8
Curent, 6, 43, 191
  constant, 427, 830
  de amorsare, 634
  de comutare, 603, 641-642
  de control al tensiunii de stabilizare, 126, 130
  de decalaj la intrare, 663, 665
  de electroni, 12, 21
  de goluri, 12, 22
  de întuneric, 155, 173
  de menţinere, 603, 607-608, 641-642
  de polarizare, 816-817
  de polarizare de intrare, 664
  de purtători majoritari, 15, 43
  de purtători minoritari, 15, 43
  de sarcină, 53
  de suprasarcină accidentală, 75
  direct, 27, 33, 35-36, 609
  invers, 24, 125, 154-156, 254
  rezidual, 130, 199, 224, 254, 456
  Zener, 124-125, 130
Curenţi prin tranzistor, 191
Cvadruplor de tensiune, 88

dB, 340, 355, 534-537, 542
dBm, 538
Decadă, 542, 587
Decalaj la ieşire, 807, 813
Decibel (dB), 340, 355, 534-537, 542
Decuplare parţială, 319, 321
Defazaj, 543, 546, 561, 714, 891-892
Depanare, 38, 94-103, 109, 164-166, 217-224, 274-277, 282, 345-349, 352, 403-404, 463-465, 469, 509-511, 639, 689-691, 738, 779-783, 788

Descărcare electrostatică, 456
Detector de prag, 752
Detector de vârf, 832
Detector de zero, 752
Diac, 616, 641-642
Diagramă Bode, 549, 563, 587
Diagramă energetică, 19, 25
Difuzie, 19
Digital, 740
Diodă, 32-41, 53-108, 124-173, 387
  fotodiodă, 154-158, 173
  laser, 162
  luminescentă (LED), 149-154, 173, 211
  optică, 149-158
  pin, 159
  redresoare, 32
  Schottky, 159, 173
  Shockley, 600-605, 641-642
  stabilizatoare de curent, 158
  tunel, 160, 173
  ultrarapidă, 160
  Zener, 124-141, 164, 173
Dispozitiv cu patru straturi, 600-620, 641-642
Distorsiuni, 249, 379, 385
Distorsiuni ale formei de undă, 249
Distorsiuni de racordare, 385, 410-411
Divizor de tensiune, 82, 261, 274, 327, 444, 458
Domeniu de captură, 922
Domeniu de toleranță pentru capacitate, 143
Dopare, 15, 43, 124, 189
Dreaptă de sarcină
  în c.a., 302, 372, 376
  în c.c., 199, 246, 285, 369
Drenă, 423, 471
Dublor de tensiune, 87

Echipamente de măsură, 803-808, 838
Efect piezo-electric, 907, 929
Electroluminescență, 148, 173
Electron, 3, 15, 43
  de conducție, 11-12, 42
  de valență, 4, 8-9, 11
  liber, 4, 8, 11-12, 18, 43
Element chimic, 3
Emitor, 188, 233
Etaj, 340, 355, 856

Factor de calitate, 145
Factor de ondulație, 72-73, 109
Factor de pierderi, 854, 879
Factor de reacție în tensiune, 305-306
Factor de rejecție pe modul comun (CMRR), 658, 666, 696-697
FET, 423-472
Fibre optice, 635
Filtru
  activ, 849-878
  Bessel, 854, 879
  Butterworth, 853-854, 856, 858-859, 879
  capacitiv, 70-74, 77, 101
  Cebîşev, 854, 879
  cu configurație variabilă, 869, 872
  cu doi poli, 858-859
  cu intrare capacitivă, 77
  cu mai multe bucle de reacție, 867, 871
  cu trei poli, 860
  cu un singur pol, 858, 861-862
  de tensiune redresată, 109
  în π, 77
  în cascadă, 860, 864, 865
  în T, 77
  LC, 75
  opreşte-bandă, 852, 871-873, 879
  pentru surse de alimentare, 53, 69-70
  RC, 857-878
  Sallen-Key, 858-859, 863
  trece-bandă, 850-851, 865-871, 879
  trece-jos, 850, 857-861, 879
  trece-sus, 850-851, 861-865, 879
Foi de catalog, 90-93, 131-133, 144-145, 201, 204-205, 305
Foi de catalog pentru diode, 90-93, 131-133, 144-145, 151-152, 156
  1N4001 ... 1N4007, 90-93
  1N4728 ... 1N4764, 131-133
  1N5139 ... 1N5148, 144-145
  MLED81, 151-152
  MRD821, 156
Foi de catalog pentru tranzistoare
  2N2222A, 296
  2N3796/2N3797, 468, 514
  2N3903/2N3904, 205, 305, 584
  2N5457/2N5459, 432-433
  2N5460, 505
  2N6040/2N6043, 407
  2N7008, 456
Fosfo-arseniură de galiu, 148
Fosfor, 15
Fosfură de galiu, 148
Fotocelulă, 692, 736
Fotodarlington, 629
Fotodiodă, 154-158, 173
Foton, 148, 173
Fototiristor, 630, 631, 641-642
Fototranzistor, 628-631, 641-642
Frecvență
  armonice, 578, 587
  audio, 344, 354
  centrală, 851-852, 922
  critică, 536
  de rezonanță, 145, 397-398
  de tăiere, 536, 541, 576-577, 587, 850-851, 856
  fundamentală, 397-398, 907-908
  intermediară (FI), 344
  la -3 dB, 567, 851-852
  la câştig unitar, 566
  purtătoare, 879
  radio, 216, 344, 451, 735-736

Generator de funcții, 925-929
Germaniu, 6, 9, 11, 43
Gol, 12, 15, 43
Gradient de energie, 20
Grafic al caracteristicii la diode, 27, 33, 43

Heliu, 3
Heterodină, 735-736
Hidrogen, 3-4
Histerezis, 755-758, 790

Impedanță
de ieşire, 679
de intrare, 305-306, 665, 678
de intrare diferențială, 665
de intrare în modul comun, 665
Miller, 682
Zener, 125, 130, 166
Impuls, 578
Indice de refracție, 635, 641-642
Indiu, 16
Infraroşu, 148, 169, 173
Intensitate a luminii, 151-152, 156
Intensitate radiantă, 151-152, 173
Intrare nediferențială, 656
Inversare de fază, 321, 499
Inversor de tensiune, 956-958
Ion
negativ, 4
pozitiv, 4
Ionizare, 4, 43
Iradiere, 151-152, 156, 174
Izolator, 7, 43

Îmbogățire, 448-449, 471
Întrerupere a curentului anodic, 607-608

Joncțiune *pn*, 17, 43

Laser, 174
Lățime de bandă, 564, 576, 578, 587, 711-712, 718-719, 807, 850-852
Lățime de bandă în buclă deschisă, 712
Lățime de bandă la câştigul unitar, 712
Legătură atomică, 5
Legătură covalentă, 10, 43
Lege pătratică, 432-433, 453
Legea a II-a lui Kirchhoff, 254, 679
Legea lui Coulomb, 19
Limitare a curentului, 33, 967
Limitare a tensiunii de ieşire, 758
Limitare a tensiunii de ieşire la comparatoare, 770, 790
Limitare la o valoare fixă a curentului de ieşire, 946-947
Limitare prin întoarcere a curentului de ieşire, 946-947
Limitator, 78-84, 109, 140
Limitator cu diode, 78-84, 140
Limitator cu referință de tensiune, 80
Liniaritate, 196, 234, 248
Logaritm, 824, 838
Logaritm natural, 824, 838
Lumină coerentă, 162, 174
Lumină monocromatică, 162, 174
Lungime de undă, 150, 174

Margine de fază, 722, 740
Masă de c.a., 312
Matrice de priorități, 763
Măsurare a frecvenței, 578-583, 873-874
Măsurare în frecvență prin vobulare, 874
Măsurare în puncte discrete, 873
Mixer, 735-736
Mod comun, 657, 696-697
Model al diodei, 33, 35-36
Modelul Bohr, 3
Modulație în amplitudine (MA), 735-736, 820-821
Modulație în frecvență (MF), 875-876, 879
MOSFET, 447-462, 471, 500
MOSFET cu canal indus, 449-450, 458, 464, 488, 502
MOSFET cu canal inițial, 448-449, 457, 464, 487, 500
MOSFET cu dublă difuzie laterală, 451
MOSFET cu fantă în V, 451
MOSFET cu poartă dublă, 451
MOSFET de putere, 450
Multimetru digital, 38
Multiplicator, 87-89, 109
Multiplicator de frecvență, 397-398
Multiplicator de tensiune, 87-89, 109
Multivibrator, 915-920
Multivibrator astabil, 915-951

Neutron, 3, 43
Nucleu atomic, 3, 43
Număr atomic, 3, 43
Număr de electroni în pătură, 5

Obstacol energetic, 20, 22, 25
OCT, 912, 920, 922
Octavă, 543, 587
Orbită a electronului, 4, 43
Oscilator, 889-891, 929-930
Armstrong, 907
Clapp, 905
Colpitts, 901
comandat în tensiune (OCT), 912-914, 920, 922
cu cristal, 907
cu însumare a fazei, 899
cu punte Wien, 894-898
de relaxare, 604, 623, 914
de semnal triunghiular, 909-911
de tensiune în dinte de ferăstrău, 912-914
Hartley, 906
în dublu T, 900
LC, 901-907
local, 735-736
RC, 893-901

Parametri h, 304-307
Parametri r, 30, 310, 313
Parametru (intrinsec, 622, 641-642
Parte centrală a atomului, 6, 43
Pătratic, 596
Pătură de valență, 5, 43
Pătură electronică, 4, 43
Pereche Darlington, 331, 355, 392
Pereche electron-gol, 13, 43, 155
PLL, 921-924
Poartă, 423, 471
Poartă izolată, 448, 456
Pol, 850-851, 855, 879
Polarizare, 233
a joncțiunii *pn*, 20, 26
automată, 436, 438-440, 462-463, 486
centrată, 368, 376, 381, 439
cu baza la VCC, 252-255
cu circuit de axare, 399
cu reacție în colector, 270-272
cu reacție în drenă, 458, 462
cu sursă separată în emitor, 254-261

directă, 20, 22, 26-27, 33, 43, 189
inversă, 23, 29, 33, 43, 189
la diode, 20-27, 29, 33, 43, 82, 148
la MOSFET cu canal indus, 449, 458
la MOSFET cu canal inițial, 448, 457
la zero, 457, 462, 487, 568
prin divizor de tensiune, 82, 261-269, 274, 311, 442, 444, 458
Potențial de barieră, 19, 22, 27, 36, 43, 56
Precauții la manipularea MOSFET, 456
Priză mediană, 61
Produs câștig- bandă, 566, 587, 720
Protecție la scurtcircuit, 669, 946
Protecție la suprasarcină, 946
Protecție la supratensiune, 613
Proton, 3, 43
PSF, 247, 253, 258, 285, 368-369, 376, 380-381, 385, 438, 444-445, 487
Punct de funcționare în c.c., 245-252
Punct de măsură, 95, 222
Punct flotant, 218-219, 233
Punte redresoare, 65, 109
Purtător de sarcină, 19
Purtători
majoritari, 15, 43
minoritari, 15, 43
Putere, 130, 202, 380, 383, 390-391, 395, 398, 538
Putere disipată în PSF, 380

Q (factorul de calitate), 851-852, 879

Radiație, 174
Radiofrecvență (RF), 216, 344, 451, 735-736
Randament, 329, 391
Raport de acord, 143, 174
Raport de transformare, 58, 61
Răspuns în buclă deschisă, 716-718
Răspuns în buclă închisă, 718
Răspuns în fază, 716
Răspuns în frecvență, 532-587, 668, 716, 853-857
Răspuns la frecvențe înalte, 557-564, 571
Răspuns la frecvențe joase, 539-554, 568
Răspuns la semnal treaptă, 582-583
Răspuns spectral, 150, 174
Reacție, 286
în colector, 270-272
negativă, 270, 533-534, 670-672, 678-683, 696-697, 718-719, 861-862, 869, 897
pozitivă, 721-727, 740, 891, 894-896, 929-930
Receptor MA, 735-736
Recombinare, 13, 43
Redresor, 53-69, 109
cu cuplaj prin transformator, 58
cu diodă, 53-69
cu priză mediană, 61, 109
dublă alternanță, 60-69, 98, 101, 109
în punte, 65, 109
mono-alternanță, 53-59, 98, 109
pentru sursă de alimentare, 53-69
Refacere a componentei continue, 85
Reflexia luminii, 635
Refracția luminii, 635
Regiune
de blocare directă, 602
de conducție directă, 609
de curent constant, 426
golită, 18, 19, 22-23, 43, 163, 189
ohmică, 426
Reglaj automat al amplificării (RAA), 451
Repetor
de tensiune, 675, 681, 686, 689, 696-697
pe emitor, 327-334, 355
pe emitor Darlington, 333
pe sursă, 503-506, 518-519
Rețea Wien, 894-895
Rezistență
a unei bobine, 76
de c.a., 29, 206-207, 308-309, 337
de colector în c.a., 337
de emitor în c.a., 308-309
de ieșire, 314, 329, 337
de intrare, 264, 313, 321, 328, 337, 391, 434, 499, 504, 507
de sursă, 494
dinamică, 23, 27, 29, 36, 43, 627
interbaze, 621-622
internă, 302, 378, 435, 493, 621-622
negativă, 160
Rezistor de limitare a curentului de suprasarcină, 76
Rezumat
amplificatoare cu baza comună, 339
amplificatoare cu colectorul comun, 335
amplificatoare cu emitorul comun, 326
amplificatoare cu FET, 508
circuite cu AO, 778-779
circuite de polarizare a tranzistoarelor, 273
configurații de circuite cu AO, 684
polarizarea joncțiunii *pn*, 26
redresoare pentru surse de alimentare, 68
tranzistoare cu efect de câmp, 461-462
tranzistorul bipolar cu joncțiuni, 213

Sarcină, 53, 137, 318, 333, 342, 355, 383, 499, 903, 940-941
a condensatorului, 70, 72, 604, 772-773
electrică, 3-5, 8, 19
electrostatică, 456
negativă, 3
Saturație, 196, 199, 210, 234, 368, 380
Sărăcire, 19, 448, 471
Semiconductor, 7, 9, 15, 43, 148
de tip n, 15, 18
de tip p, 16
intrinsec, 7, 11, 13, 43
Semnal, 312, 496-497
Semnal triunghiular, 910
Sensibilitate, 156
Senzor de pH, 465

Siguranță fuzibilă, 109
Siliciu, 7, 9-11, 43
Sistem de alarmă, 225
Sistem de amplificare audio pentru spații largi, 350, 404-405
Sistem de EKG, 833
Sistem de iluminat, 611
Sistem de neutralizare a apelor reziduale, 465
Sistem de reglare a temperaturii, 278
Sistem de spectrofotometrie, 691-692
Spectru dinamic, 828
Stabilitate, 254, 258, 266, 271, 319, 355, 387, 445, 722-727, 740
  a câştigului, 319, 321
  a PSF, 253-254, 258, 266
  cu temperatura, 271
Stabilizare, 53
  a curentului, 158
  a tensiunii, 53, 125, 133, 137, 139, 939-975
  în raport cu variația sarcinii, 137, 174, 941
  în raport cu variația tensiunii de intrare, 133, 174, 939, 940
  prin efect Zener, 125
  procentuală, 139
Stabilizator, 53, 109, 942-971
  coborâtor de tensiune, 952-953
  cu trei terminale, 960-964
  de curent, 158, 969
  de tensiune, 53, 125
  integrat, 960-971
  în comutație, 952-959, 963-964, 970
  paralel, 948-951
  ridicător de tensiune, 953-956
  serie, 942-948
Steradian, 151-152
Stereo, 875-876
Stibiu, 15
Străpungere, 29, 125, 426
  inversă, 24, 125, 609
  în avalanşă, 125, 174
  la diode, 24, 125
  Zener, 125, 174
Sumator, 768
Sumator ponderat, 768-772
Supracreştere, 853-854
Supraîncălzire, 960
Sursă, 423, 471
  de alimentare, 53, 104, 109, 164, 168, 281, 971
  de curent constant, 830
  de tensiune comandată în tensiune, 858-859

Televiziune, 85, 145, 344
Tensiune
  de amorsare, 627, 755-756
  de blocare, 429, 471
  de decalaj, 663-664, 688, 807, 813
  de decalaj la intrare, 663-664, 688
  de izolare, 634
  de polarizare, 20, 23
  de prag, 454
  de strangulare, 426, 429, 471
  de străpungere, 24, 31
  de străpungere directă, 602, 606-608, 641-642
  directă, 27, 33, 36
  inversă, 29, 35, 57
  inversă de vârf, 57, 63, 66
  în dinte de ferăstrău, 912
  pulsatorie, 69, 72, 76, 109
  Zener, 125, 130
Teorema lui Miller, 555, 558, 571, 682
Teorema lui Thévenin, 266, 544, 573
Terminale ale tranzistorului, 188, 214, 423
Termistor, 278
Testare a diodelor, 38
Timp de creştere, 582
Timp de scădere, 582
Tiristor, 605-610, 630, 641-642
Tiristor cu poartă dublă, 614-615, 641-642
TMOS, 451
Transconductanță, 432-433, 471, 490, 816-817, 838
Transformator, 58, 101, 349, 809-810
Tranzistoare complementare, 385, 410-411
Tranzistor
  bipolar cu joncțiuni, 184-235
  cu efect de câmp (FET), 423-472
  cu efect de câmp cu poartă-joncțiune (JFET), 423-447, 471, 486, 494-500, 503-508, 686
  cu efect de câmp, de tipul metal-oxid-semiconductor (MOSFET), 447-462, 471
  de comutație, 209-212
  de putere, 216
  exterior de decuplare, 965
Tranzistormetru, 221
  unijoncțiune (TUJ), 621-628, 641-642
  unijoncțiune programabil (TUP), 626-628, 641-642, 912
Treaptă, 581
Triac, 617-618, 641-642
Trigger Schmitt, 756, 790, 822
Triplor de tensiune, 88
TUJ, 621-628, 641-642
TUP, 626-628, 641-642, 912

Unghi
  de conducție, 619
  de defazare, 561
  de incidență, 635
  de întârziere, 619
  limită, 635
Urmărire a semnalului, 95, 346

Valoare
  de c.c., 73, 76
  de vârf, 56, 206, 300
  eficace (ef.) 202, 300
  medie, 56, 60
  medie a tensiunii redresate dublă alternanță, 60
  medie a tensiunii redresate mono-alternanță, 56
  vârf la vârf, 206, 300
Valori limită la tranzistoare, 201
Varactor, 142, 174
Viteză de variație a semnalului de ieşire (slew rate), 667, 696-697
VMOS, 451

Zgomot, 754-756, 790, 806-807, 811

www.teora.ro

Editura **Teora**
TEH DISPOZITIVE ELECTRONICE
Cod: 0660

ISBN 973-20-0660-9
9 789732 006603